



Convertisseur à bancs de filtres hybrides utilisant des filtres à échantillonnage de charge pour applications de radio cognitive

Alban Gruget

► To cite this version:

Alban Gruget. Convertisseur à bancs de filtres hybrides utilisant des filtres à échantillonnage de charge pour applications de radio cognitive. Electronique. Télécom ParisTech, 2011. Français. NNT : . pastel-00679985

HAL Id: pastel-00679985

<https://pastel.archives-ouvertes.fr/pastel-00679985>

Submitted on 16 Mar 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Doctorat ParisTech

T H È S E

pour obtenir le grade de docteur délivré par

TELECOM ParisTech

Spécialité « Électronique et Communications »

présentée et soutenue publiquement par

Alban GRUGET

le 13 Décembre 2011

**Convertisseur à bancs de filtres hybrides
utilisant des filtres à échantillonnage de charge
pour applications de radio cognitive**

Directeur de thèse : **Van Tam NGUYEN**

Co-encadrement de la thèse : **Philippe BÉNABÈS**

Jury

M. Andreas KAISER, Professeur, IEMN, Lille

M. Dominique DALLEY, Professeur, IMS, Bordeaux

M. Patrick LOUMEAU, Professeur, Télécom ParisTech, Paris

M. Olivier VEENARD, Docteur, ESIEE, Paris

Mme Caroline LELANDIS-PERRAULT, Docteur, Supélec, Paris

M. Van Tam NGUYEN, Docteur, Télécom ParisTech, Paris

M. Philippe BÉNABÈS, Professeur, Supélec, Paris

Rapporteurs

Examineurs

Directeurs de Thèse

TELECOM ParisTech - CNRS

Laboratoire LTCI - UMR5154

**T
H
È
S
E**

*A mon père, pour m'avoir appris
à être curieux.*

Liste des abréviations et symboles

Abréviations fréquemment utilisées

Abrv.	Expression
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (traduction : voir CAN)
BB	Bande de Base (Fréquences basses de fonctionnement du circuit analogique ou du DSP)
BFH	Bancs de Filtres Hybrides
CAN	Convertisseur Analogique-Numérique
CAN-ET	CAN à entrelacement temporel
CC	Capacités Commutées
DC	<i>Direct Current</i> (traduction : Courant continu)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (traduction : processeur de signal numérique)
EB	Échantillonneur-Bloqueur
ECP	Échantillonnage de Charge Passebande
ET	Entrelacement temporel
FAR	Filtre Anti Repliement
FEC	Filtre à Échantillonnage de Charge
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> (traduction : Filtre à réponse impulsionnelle finie)
FPIC	Filtre Passebande à Intégration de Charge
FT	Fonction de Transfert
IF	<i>Intermediate Frequency</i> (traduction : Fréquence intermédiaire)
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i> (traduction : Filtre à réponse impulsionnelle infinie)
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i> (traduction : Amplificateur faible bruit)
LNTA	<i>Low Noise Transconductance Amplifier</i> (trad. : Amplificateur faible bruit à transconductance)
OL	Oscillateur Local
PA	<i>Power Amplifier</i> (traduction : Amplificateur de puissance)
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (traduction : Boucle à verrouillage de phase)
RF	Radio Fréquences (Fréquences élevées permettant la transmission du signal par ondes radio)
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> (traduction : Rapport signal sur bruit)
SDR	<i>Software Defined Radio</i> (traduction : Radio logicielle restreinte)
UCN	Unité de Contrôle Numérique

Symboles

B	Bande passante du signal (en Hertz)
C_0	Capacité d'intégration (en Farads)
C_{ox}	Capacité surfacique de l'oxyde de silicium
g_m	Coefficient de transconductance (en Ampères par Volts)
i_{ds}	Courant drain-source
L	Longueur de canal d'un transistor
M	Nombre de voies dans un convertisseur multi-voies (de type CAN-ET ou BFH)
V_{dd}	Tension d'alimentation
W	Longueur de canal d'un transistor
μ	Mobilité des porteurs : électron (μ_n) ou trous (μ_p)

Remerciements

Ces travaux de thèse ont été réalisés au laboratoire LTCI (Laboratoire Traitement et Communication de l'Information) qui est une Unité Mixte de Recherche (UMR 5141) du CNRS et de Télécom ParisTech, sur le site de Télécom ParisTech au sein du département COMELEC et de l'équipe Systèmes Intégrés Analogiques et Mixtes (SIAM, maintenant C2S). Je remercie le responsable du département COMELEC, Bruno Thedrez, pour son accueil au sein de ce laboratoire.

Je remercie Van Tam Nguyen, mon premier co-directeur de doctorat, Enseignant-Chercheur à Télécom ParisTech de m'avoir choisi pour ce sujet de thèse au sein de Télécom ParisTech et de m'avoir guidé régulièrement pendant ces trois années. En particulier en Décembre 2010 et Janvier 2011, sa présence et son aide nous ont permis les avancées cruciales permettant d'aboutir à la méthodologie d'extraction décrite dans le [Chapitre 5](#). Je le remercie aussi pour ses conseils et son aide lors de la rédaction de ce manuscrit, et enfin pour m'avoir lancé sur ce projet de brevet qui a été motivant et passionnant.

Je remercie Philippe Bénabès, mon second co-directeur de thèse, Professeur à Supélec pour ses conseils avisés. Les périodes passées à Supélec sous sa direction ont été à chaque fois très fructueuses. J'ai beaucoup apprécié la qualité et l'efficacité de ses conseils et de son suivi, ainsi que ses connaissances dans le domaine de la conception analogique.

Je remercie triplement Patrick Loumeau, Professeur à Télécom ParisTech. Tout d'abord pour avoir présidé mon jury de thèse. Ensuite pour avoir organisé et fait vivre le projet Teropp au sein duquel se déroulaient mes travaux. Et enfin je le remercie pour son rôle d'animateur de l'équipe SIAM au sein de laquelle j'ai effectué ces travaux de thèse.

Je remercie Andreas Kaiser, Professeur à l'IEMN à Lille d'avoir animé le sous-projet du projet Teropp qui encadrait plusieurs sujets de doctorat, dont le mien, et d'avoir accepté d'être rapporteur de ma thèse.

Je remercie également Dominique Dallet, Professeur à l'IMS de Bordeaux pour avoir été rapporteur de ma thèse ainsi qu'Olivier Venard, enseignant-chercheur à l'ESIEE Paris et Caroline Lelandais-Perrault, enseignante chercheuse à Supélec pour avoir fait partie du Jury.

Je remercie également Caroline Lelandais-Perrault et Morgan Roger, enseignants-chercheurs à Supélec pour leur accueil chaleureux à Supélec ainsi que leur aide constante tout au long du projet. Caroline m'a apporté beaucoup d'éclairages techniques sur les bancs de filtres hybrides. Morgan a également travaillé sur ce projet Teropp et a suivi régulièrement mes travaux. Je le remercie d'être venu régulièrement à Télécom pour échanger sur le projet. Il a été un bon guide. Caroline et Morgan m'ont aussi soutenu pendant la rédaction de cette thèse, par leurs relectures et corrections.

Je remercie les doctorants de Télécom et de Supélec qui m'ont accompagné pendant ces trois ans pour leurs compétences et les très bons moments passés avec eux : Chadi Jabbour, Hasham Khushk, Mélanie Plainchault, Pietro Maris Ferreira, Germain Pham, Asma Maalej, Fatima Ghanem, Mariem Slimani, Arwa Ben Dhia, Ali Osmane, Aude Leduc, Zahir Larabi,

Aziz Elaabid, Sami Mumtaz, Shivam Bhasin, Olivier Meynard, Laurie Marraud, Yolande Sikali Mamdem, Franck Lutzeler, Pierre Delesques, Gutenberg Junior, Antoine Canu, Jean-Michel Akre, Zhiguo song, et tous les autres doctorants avec qui j'ai eu l'occasion de papoter, de déjeuner, de faire des pauses gâteaux, des pique-niques au parc Montsouris, des pots de thèse, aller courir, ou même faire des TP !

Je remercie toutes les autres personnes de Télécom ParisTech que j'ai croisées, soit dans le cadre de ma thèse, soit dans les cadres de clubs comme la chorale du Coge ou le théâtre anglais.

Je remercie également toutes les personnes qui m'ont entourées pendant ces trois années, pour qui ça n'a pas été toujours facile mais dont les soutiens m'ont été très précieux pour tenir le coup : ma chérie Cécile pour son soutien et sa confiance, mes parents et frères et sœurs, mes colocataires avec qui je n'étais pas très présent, mes amis parisiens du groupe de l'ENSIMAG en particulier Jean qui m'a permis de profiter de toute la palette culturelle de Paris en me proposant beaucoup de sorties, mes amis de la filière CSE, mes grands parents chez qui je pouvais aller me ressourcer le Dimanche, Julien et ses soirées Saliège, Bertrand Delanoë et ses Vélip', et toutes les autres personnes qui ont participé indirectement à cette thèse.

Introduction

Ce travail de thèse s'inscrit dans un projet inter-Carnot intitulé TEROPP (*Technologies for TERminals in OPPortunistic radio applications*) financé par l'ANR de 2008 à 2011. Les partenaires du projet sont des instituts Carnot-Fraunhofer (en France : Institut Télécom, Supélec, CEA-LETI, CEA-LIST, IEMN, UTT ; et en Allemagne : IIS Erlangen, HHI Berlin, FOCUS Berlin). L'objectif de ce projet est de concevoir les éléments clés d'un terminal reconfigurable adapté à la radio cognitive. Les travaux portent depuis les antennes jusqu'à l'aspect réseaux.

La première étape de ce projet a été de définir des scénarios réalistes pour la radio cognitive. Par la suite les travaux du projet TEROPP se sont basés sur ces scénarios pour définir les cahiers des charges des études. Quatre scénarios ont été avancés :

- Scénario 1, Coopération dans la bande ISM :

La bande ISM a été mise en place pour permettre à de nombreux appareils de communiquer sans licence sur un réseau sans fil local. Cependant, l'augmentation du nombre de ces réseaux sans fils locaux provoque de nombreuses interférences. Il faut donc mettre en place un protocole commun afin que ces réseaux puissent coopérer et améliorer la performance générale.

- Scénario 2, Communs administrés :

Des lieux communs comme des aéroports ou des hôpitaux peuvent être administrés par une entité centrale, qui pourrait imposer des règles de base (ou 'étiquette') différentes à chaque utilisateur. Ceci pourrait permettre de favoriser certains terminaux par rapport à d'autres, afin de faciliter les communications provenant de médecins, de matériels chirurgicaux, des employés ou même de clients « premium ».

- Scénario 3, Dividende Numérique :

La bande UHF est divisée en canaux, et les canaux 21 à 69 étaient à l'origine assignés aux services TV analogiques. Ces canaux sont de largeur 8 MHz, ce qui fait que le canal 21 correspond à la bande 470-478 MHz. Un transmetteur de télévision numérique terrestre couvre une ville et ses environs, et utilise 6 canaux pour diffuser environ 36 chaînes TV. À un endroit donné on peut donc prévoir que les services TV utilisent 6 des 49 canaux UHF, laissant 43 canaux libres. En ajoutant à ceci les très bonnes propriétés de propagations des ondes dans ces bandes, on voit l'intérêt du monde pour la libération de ces bandes.

Les discussions sur l'exploitation de ce dividende numérique ont déjà débuté. Il a été décidé en 2007 d'attribuer les bandes 60 à 69 aux services mobiles. Néanmoins dans la bande 470-790 MHz un large ensemble de ressources spectrales reste disponible. Cet ensemble est nommé TV whitespaces (TVWS). Ces TVWS sont vouées à être attribués à un standard de radio cognitive sans licence. Les principales agences de régulation organisent l'utilisation de ces bandes comme la FCC aux Etats-Unis, Ofcom au Royaume-Uni, et la commission ECC de la CEPT en Europe. La FCC a finalisé la libération des TVWS en 2010 avec l'élaboration de règles pour la mise en place d'un standard cognitif respectant les standards déjà présents dans ces bandes (chaînes TV, microphones sans fils). Ofcom et l'ECC sont actuellement en

train de mettre en place des systèmes de radio cognitifs dans ces bandes.

– Scénario 4, Urgences :

Dans un cas d'urgence où l'utilisateur est dans une zone non couverte (les ressources radio ne sont pas disponibles), le terminal pourrait utiliser un protocole cognitif afin de communiquer avec les secours ou un autre terminal aux alentours. Cette communication se passerait en utilisant une bande habituellement attribuée à un autre standard, tout en prenant en compte les priorités d'urgence qui auront été définies. La radio cognitive permet ici un rôle d'interopérabilité.

Chaque sous-projet s'est ensuite appuyé sur ces scénarios pour ses travaux. Notre thèse est une des trois thèses du sous-projet traitant du " frontal " RF agile en fréquences multi-voies et s'intéresse plus particulièrement à la numérisation d'un signal large-bande via une architecture multi-voies. Nous avons proposé et étudié une nouvelle architecture basée sur la technique de banc de filtres hybride (BFH). Un BFH est une architecture parallèle à sous-échantillonnage qui met en jeu de l'analogique, i.e. des filtres analogiques et des convertisseurs analogique-numérique ainsi que du traitement numérique. L'originalité de l'architecture proposée est d'utiliser des filtres à échantillonnage de charge passe-bande pour les filtres analogiques. Ces filtres ont l'avantage d'être facilement intégrables en CMOS et reconfigurables. Une telle architecture devrait permettre de convertir une bande très large, tout en limitant la complexité et la consommation et offre des possibilités de reconfigurabilité en termes de bande reçue et résolution.

Plan du manuscrit

Ce manuscrit est divisé en cinq parties :

Une première partie est consacrée au contexte de nos travaux. Nous présentons la radio reconfigurable, les scénarios visés par notre projet, et les contraintes qui en découlent sur l'architecture de réception RF. Nous présentons les architectures RF envisagées et celle que nous avons retenue.

Dans une seconde partie, nous présentons les architectures parallèles de conversion analogique-numérique et leurs atouts dans un contexte de récepteurs larges bandes et reconfigurables. Nous détaillons l'architecture à bancs de filtres hybrides (BFH), composée de filtres analogiques et numériques, et nous présentons la méthode choisie permettant de synthétiser les filtres numériques optimaux. Nous mettons en évidence la faible robustesse des BFH face aux déviations des paramètres analogiques ce qui nous amène à proposer de nouveaux filtres analogiques à implémenter dans les BFH dans le but d'améliorer cette robustesse.

Dans une troisième partie, nous présentons les filtres à échantillonnage de charge passe-bande et leurs atouts dans le cadre d'une intégration dans un récepteur RF reconfigurable. Nous décrivons tout d'abord l'échantillonnage en bande passante et son extension au cas des filtres à BFH. Nous présentons ensuite l'échantillonnage de charge tel que décrit dans l'état de l'art, en particulier le cas particulier de l'échantillonnage de charge passe-bande (ECP) qui nous intéresse. Nous détaillons enfin les circuits de l'état de l'art utilisant les filtres à échantillonnage de charge et ECP.

Dans une quatrième partie nous décrivons en détail l'architecture proposée. Nous présentons son architecture générale et ses atouts au regard des spécifications. Puis nous étudions les filtres analogiques de types ECP adaptés à une intégration dans des BFH. Cette intégration nous a amenés à étudier le filtrage ECP dans un contexte théorique plus général que celui décrit dans la littérature. Puis, nous décrivons les contraintes sur les signaux qui commandent

ces filtres ECP et sur l'architecture de contrôle qui génère ces signaux. Nous étudions ensuite la robustesse de l'architecture face à certaines imperfections au niveau système.

La simulation du circuit au niveau électrique fait l'objet de la cinquième partie. Nous décrivons dans un premier temps la modélisation électrique de la partie analogique. Puis nous proposons une méthode de simulation permettant de simuler le circuit au niveau système tout en tenant compte du comportement électrique de la partie analogique. Enfin nous présentons les résultats des simulations.

Nous terminons ce manuscrit en présentant la conclusion sur ces travaux ainsi que les perspectives de recherches suscitées par ces travaux.

Table des matières

Liste des abréviations et symboles	iii
Remerciements	v
Introduction	vii
1 Réception radio reconfigurable	3
1.1 Contexte de la radio reconfigurable	3
1.1.1 Évolution actuelle des systèmes de télécommunications sans fil	3
1.1.2 Une utilisation inégale du spectre radio	4
1.1.3 Radio logicielle et radio cognitive	4
1.2 Scénario étudié et spécifications matérielles	7
1.2.1 Contraintes sur le récepteur radio	7
1.2.2 Scénario « Sondage spectral et réception large bande dans la bande TV »	8
1.3 Architectures de réception radio	9
1.3.1 Architecture superhétérodyne	9
1.3.2 Architecture homodyne	9
1.3.3 Architecture faible-IF	10
1.3.4 Architecture à sous-échantillonnage pour réception directe RF en bande passante	11
1.4 Architecture proposée	12
2 Systèmes de numérisation à Bancs de Filtres Hybrides à temps continu	15
2.1 Les solutions parallèles à sous-échantillonnage	16
2.1.1 Convertisseurs Analogique/Numérique à Entrelacement Temporel (CAN-ET)	16
2.1.2 Convertisseurs à Bancs de Filtres Hybrides (BFH)	17
2.1.3 Impact des imperfections sur les systèmes de conversion parallèles dans les CAN-ET et les BFH	18
2.1.3.1 Influence du filtre RF anti repliement	20
2.1.3.2 Influence du bruit de quantification	24
2.1.3.3 Influences des erreurs de gain, de décalage et de phase	26
2.2 Méthodes de synthèse des BFH	27
2.2.1 Conditions de reconstruction parfaite d'un BFH classique	28
2.2.2 Méthode de synthèse de BFH d'Approximation Globale aux Moindres Carrés (AGMC)	28
2.2.3 Méthode de synthèse de BFH minimisant l'amplification du bruit de quantification	32

2.2.4	Sensibilité des BFH aux imperfections analogiques statiques et nécessité d'une calibration	33
2.3	Conclusion	33
3	Filtres à échantillonnage de charge passe-bande	35
3.1	L'échantillonnage en bande passante	35
3.1.1	L'échantillonnage passe-bande général	36
3.1.2	Mise en place de la bande utile facilitant l'échantillonnage en bande passante	36
3.1.3	Adaptation de l'échantillonnage passe-bande au cas des BFH	40
3.2	L'échantillonnage de charge	41
3.2.1	Fonctionnement de l'échantillonnage de charge	41
3.2.2	Circuits basés sur ce principe	44
3.3	État de l'art	48
3.3.1	Récepteurs à échantillonnage RF	48
3.3.2	Récepteurs à échantillonnage de charge	50
3.4	Intégration des FEC dans les BFH	51
4	Solution proposée	53
4.1	Introduction	53
4.1.1	Présentation de l'architecture proposée	53
4.1.2	Atout de ce circuit au regard des spécifications	56
4.2	Fonctionnement et modèle théorique de l'ECP adapté aux BFH	56
4.2.1	Présentation du fonctionnement	56
4.2.2	Échantillonnage et pseudo-réponse impulsionnelle	57
4.2.3	Pseudo-réponse impulsionnelle	59
4.2.4	Calcul de la fonction de transfert	60
4.3	Génération des signaux de commande	64
4.3.1	Unité de Contrôle Numérique : UCN	64
4.3.2	Compromis performance-complexité pour la sélection de paramètres	65
4.3.3	Architecture sélectionnée pour l'UCN	68
4.4	Études système : impact de certaines imperfections sur les performances d'un BFH à ECP	69
4.4.1	Impact de l'imperfection du filtre RF antirepliement	69
4.4.2	Sensibilité aux erreurs sur la valeur des composants	75
4.4.3	Sensibilité vis-à-vis de la gigue d'horloge	77
4.5	Conclusion	79
5	Simulation du circuit au niveau électrique	81
5.1	Introduction	81
5.2	Modélisation du circuit	82
5.2.1	Présentation du circuit	82
5.2.2	L'amplificateur faible bruit à transconductance	85
5.2.3	Les horloges de commande	85
5.2.4	Les interrupteurs	86
5.3	Méthodologie de simulation	89
5.3.1	Présentation général de la procédure	89
5.3.2	Extraction de la fonction de transfert à l'aide de Spectre RF	91

5.4	Résultats de simulations	94
5.4.1	Comportement temporel des filtres d'analyse	94
5.4.2	Fonctions de transfert du système conçu	96
5.4.3	Intégration système, synthèse BFH et performances	100
5.4.4	Études de sensibilité aux variations analogiques	102
5.5	Conclusion	104
Conclusion générale		107
A Méthode de synthèse de BFH : Approximation Globale aux Moindres Car-		
rées		111
A.1	Reconstruction d'une large-bande (BFH classique)	111
A.2	Pondération du critère d'approximation et focalisation spectrale	113
Bibliographie		115

Table des figures

1.1	Concept d'opportunités spectrales (1)	5
1.2	Schéma général d'un émetteur-récepteur radio avec focalisation sur la réception	7
1.3	Illustration du principe de la focalisation spectrale	8
1.4	Schéma d'un récepteur superhétérodyne	10
1.5	Architecture du récepteur homodyne	10
1.6	Architecture du récepteur « Low - Intermediate Frequency (IF) »	11
1.7	Architecture du récepteur à sous-échantillonnage	12
1.8	Schéma général de l'architecture proposée	13
2.1	Principe des systèmes parallèles à sous-échantillonnage pour numériser un signal large-bande	15
2.2	Principe d'un CAN-ET	16
2.3	Chronogramme des signaux de commande des différents CAN dans un CAN-ET	17
2.4	Modélisation d'un CAN-ET	17
2.5	Modélisation du BFH classique	18
2.6	Réponses fréquentielles idéales des filtres : (a) banc d'analyse ; (b) banc de synthèse du BFH	19
2.7	Modélisation de la réponse fréquentielle du filtre anti-repliement	21
2.8	Modélisation d'un ET-CAN	21
2.9	Modélisation d'un BFH	22
2.10	Représentation polyphase de la partie numérique d'un BFH	23
2.11	Modèle du filtre d'analyse de la voie m	23
2.12	Modèle du filtre de synthèse de la voie m correspondant au banc de filtre d'analyse de la Figure 2.11	24
2.13	Spectre du signal d'entrée (a) et sa version virtuelle (b)	29
2.14	Spectre du filtre analogique de la voie i et sa version virtuelle	29
3.1	Échantillonnage passe-bande classique	37
3.2	Triplets (F_s, F_H, N) permettant un sous-échantillonnage sans repliement destructif	38
3.3	Échantillonnage de la bande utile	39
3.4	Échantillonnage passe-bande dans le cadre d'un BFH	40
3.5	Schéma d'un FEC élémentaire	42
3.6	Horloges de commande d'un FEC élémentaire	42
3.7	Réponses fréquentielles en amplitude d'un échantillonneur en tension et d'un intégrateur en courant	43
3.8	Échantillonnage de charge entrelacé	44
3.9	Échantillonnage de charge avec filtrage FIR inhérent (2)	45
3.10	Schéma de l'Échantillonnage de Charge Passe-bande	46

3.11 Réponse fréquentielle d'un sinus cardinal passe-bande avec $F_C = 900MHz$ et pour deux valeurs de F_i	47
3.12 Le premier récepteur à échantillonnage RF et à temps discret	48
3.13 Récepteur pour SDR proposé par l'équipe d'Abidi	49
3.14 Récepteur $F_s/2$ avec Filtre à ECP proposé par STMicroelectronics	49
4.1 Schéma général de l'architecture proposée	54
4.2 Architecture générale du système suivant le choix de transconductance	55
4.3 Schéma détaillé de l'architecture proposée	55
4.4 Schéma de l'ECP	56
4.5 Schéma général des signaux de commande d'une voie. (a) $s(t) = \text{signe}(\text{CMD}_{Ci_p}(t) - \text{CMD}_{Ci_n}(t))$; (b) CMD_{out} ; (c) CMD_r	58
4.6 Un exemple de fonction s	58
4.7 Pseudo-réponse impulsionnelle	60
4.8 Gain de la fonction de transfert générale, comparé à celui du sinus cardinal passe-bande idéal	63
4.9 (a) Sinc idéal convolué avec la TF d'un créneau à F_c (b) Sinc passe-bas	63
4.10 Architecture générale du BFH et de l'UCN	64
4.11 Architecture de l'UCN proposée dans l'exemple	66
4.12 Plan de fréquences de l'architecture sélectionnée	69
4.13 Signaux de commande sélectionnés	70
4.14 Architecture proposée pour l'UCN	71
4.15 Exemple de repliements causés par la non-idéalité du FAR	73
4.16 Réponse fréquentielle d'un FAR elliptique de 80 dB d'atténuation, 2 dB d'ondulation et d'ordre 18.	74
4.17 Comparaison des d.d.p. estimées de ΔSNR_{dB} du BFH avec filtres ECP (blanc) et avec filtres RLC (noir), pour le procédé <i>plate cap</i>	77
4.18 Plateforme de simulation de l'impact du jitter dans un CAN-ET	78
4.19 Plateforme de simulation de l'impact du jitter dans un BFH	78
5.1 Schéma détaillé de l'architecture proposée	83
5.2 Schéma détaillé d'une voie i	83
5.3 Schéma du circuit analogique d'une voie	84
5.4 Schéma du modèle de LNTA	85
5.5 Macro-modèle d'interrupteur	86
5.6 Schéma d'un interrupteur CMOS	87
5.7 Schéma général de la procédure de simulation proposée	90
5.8 Macro-modèle d'interrupteur	92
5.9 Schéma général de la procédure de simulation proposée	93
5.10 Signaux de commandes de l'architecture proposée	95
5.11 Simulation temporelle du comportement du filtre ECP de la voie 3 de notre système	96
5.12 Diagramme de Bode des fonctions de transfert des filtres d'analyses du BFH étudié, en utilisant le modèle d'interrupteur au niveau système	98
5.13 Diagramme de Bode des fonctions de transfert des filtres d'analyses du BFH étudié, en utilisant le modèle d'interrupteurs au niveau Cmos avancé	99
5.14 Fonctions de transfert des filtres numérique générés à partir de l'outil de synthèse pour BFH	100

5.15	Performance du circuit (critère SNR) en fonction de la fréquence d'entrée . .	101
5.16	SNR du système BFH dévié, en fonction des déviations de C0 par rapport au C0 Typique	102
5.17	SNR du système BFH dévié, en fonction des déviations de C0 par rapport au C0 Typique	103

Liste des tableaux

1.1	Scénario « Sondage et Communication dans les bandes TV <i>White Spaces</i> »- spécifications de conversion	8
2.1	Rapport signal-sur-bruit pour un CAN seul, un ET-CAN et un BFH - Contri- bution des signaux hors-bande	23
2.2	Bruit de quantification à la sortie des BFH.	25
2.3	Bruit de quantification à la sortie du CAN-ET.	26
2.4	Influences du bruit de quantification (Δ_{SNR}) des CAN-ET et BFH par rapport à un CAN seul	26
2.5	Les effets des erreurs de gain, de décalage et phase aux CAN.	27
4.1	Performances de l'ensemble FAR+BFH pour différents FAR de type elliptique.	74
4.2	Performances de l'ensemble FAR+BFH pour un FAR elliptique de 80 dB d'at- ténuation et 2 dB d'ondulation, en fonction de l'ordre de celui-ci.	75
4.3	Caractéristiques des déviations pour trois procédés de fabrication de capacités.	75
4.4	Sensibilité comparée des filtres RLC et ECP pour les trois procédés de fabri- cation.	76
4.5	SNR en présence ou non de gigue d'horloge pour un CAN-ET, BFH à filtres ECP et BFH à filtres résonants (en dB)	79
5.1	Paramètres des interrupteurs pour l'architecture sélectionnée	87
5.2	Valeurs théorique des paramètres des interrupteurs pour l'architecture sélec- tionnée	88
5.3	Tableau des valeurs du R_{sw} pour différents interrupteurs	88
5.4	Tableau des valeurs de R_{on} et R_{off} sélectionnés pour les macro-modèles de chaque interrupteur	89
5.5	Ordre de grandeur des risques de déviations des valeurs de capacités lors de la réalisation du circuit, suivant le type de capacité	103

Chapitre 1

Réception radio reconfigurable

1.1 Contexte de la radio reconfigurable

1.1.1 Évolution actuelle des systèmes de télécommunications sans fil

Ces dernières années, le bouleversement des habitudes des utilisateurs a accompagné de nombreuses évolutions dans les systèmes de radio mobiles, ainsi que dans les stratégies des fabricants de terminaux. Le développement de services de transmissions de données (comme EDGE) puis l'arrivée des systèmes radio mobiles de 3^e génération ont permis l'apparition de nouveaux usages mobiles (internet, téléchargement, streaming vidéo, synchronisation de données en ligne). Depuis 2005, le nombre d'utilisateurs de téléphones intelligents, puis de clés 3G et tablettes ne cesse de croître. Ces terminaux ont la caractéristique d'intégrer de plus en plus de systèmes radio (2G, 3G, WiFi, Bluetooth, GPS, NFC, etc.), des processeurs toujours plus puissants, et des applications requérant de plus en plus de débit et de fiabilité de connexion. Ceci mène à une saturation progressive des réseaux 3G et WiFi dans les grandes villes. De nouveaux standards sont développés pour accompagner l'augmentation des besoins. Les systèmes de 4^e génération actuellement en fin de développement proposeront une augmentation des débits et une plus grande fiabilité de connexion grâce à de nouvelles bandes attribuées. Mais ces systèmes sont basés sur le même modèle que ceux existants, ce qui fait que, tôt ou tard, on verra apparaître à nouveau une saturation dans ces bandes.

Les systèmes de communication actuels ainsi que ceux de 4^e génération proposent un lien radio haut débit permettant d'assurer des communications tant vocales que multimédia. Dans les systèmes actuels, les communications vocales sont assurées grâce à des protocoles spécifiques, et les communications multimédia se font via des protocoles de données. Même si la vision d'une communication unifiée commence à apparaître lorsque des opérateurs mobiles proposent des forfaits uniquement « données » pour les clés 3G et les tablettes, elle reste pour l'instant loin d'être déployée à grande échelle. En effet, le réseau GSM massivement déployé reste le support principal des communications vocales sans fil. De plus, les opérateurs continuent à investir massivement sur le développement du réseau 3G pour une augmentation de la couverture et des débits multimédia, tout en conservant une cohabitation avec le réseau GSM pour assurer une bonne couverture des communications vocales. Par ailleurs, pour assurer une connexion haut débit local, les terminaux récents embarquent le système Wi-Fi ou 802.11 qui permet une connexion de données à haut débit sur une portée faible de quelques dizaines de mètres maximum. Ainsi ces systèmes sont basés sur une juxtaposition de nombreux standards, chacun travaillant dans des bandes spécifiques.

Dans ce contexte de multitude de standards pour des utilisations variées, nous pouvons

conclure que de nombreux standards vont continuer à coexister dans les années à venir, avec une grande variété de spécifications matérielles, de fréquences de fonctionnement, de largeurs de canaux, de zones de couverture. Selon la position géographique, le nombre de standards coexistant sera très variable, et évoluera différemment dans le temps. Un terminal doit donc gérer de nombreux standards, avec des architectures et des contraintes de fonctionnement très différentes. Ceci mène à une accumulation de chaînes de réception dans les terminaux, augmentant alors la surface et la consommation de ces mêmes terminaux.

Par ailleurs, les bandes de fréquences associées à ces standards sont amenées à être saturées, alors que de nombreuses autres bandes de fréquences sont laissées sous-utilisées.

1.1.2 Une utilisation inégale du spectre radio

Le spectre radioélectrique est une ressource naturelle qui, à ce titre, est gérée par les gouvernements de chaque pays. Certaines bandes sont réservées à des applications militaires, d'autres sont réservées aux diffusions télévisées, aux diffusions radiophoniques, d'autres sont attribuées sous licence aux opérateurs mobiles, d'autres enfin comme la bande WiFi sont laissées à une utilisation sans licence. Cette variété dans l'attribution du spectre ainsi que dans le fonctionnement des standards entraîne une grande diversité du taux d'utilisation suivant les standards et les fréquences (1).

En effet, lorsque l'on scanne une portion du spectre radio, on observe que (3) :

- Certaines bandes de fréquences sont largement inoccupées la grande majorité du temps (par exemple certaines bandes TV dans certaines régions) ;
- Certaines bandes sont inoccupées de temps en temps (par exemple l'utilisation de la bande WiFi varie beaucoup en fonction de la position exacte, du voisinage, ou du moment de la journée) ;
- Certaines bandes sont régulièrement saturées (par exemple les bandes actuelles du système 3G dans les zones les plus peuplées).

L'utilisation du spectre est ainsi concentrée sur certaines parties de celui-ci alors qu'une portion significative reste inutilisée. Selon la commission fédérale américaine des communications, le taux d'utilisation du spectre varie temporellement et géographiquement entre 15% et 85% (1).

Cette sous-utilisation du spectre radio amène à parler d'*opportunités spectrales* (4) (en anglais *spectrum holes*) dont la définition est (3) :

Une opportunité spectrale est une bande de fréquences assignée à un utilisateur principal, mais qui, à certains moments et certaines positions géographiques, n'est pas utilisée par cet utilisateur.

Ces opportunités spectrales sont décrites sur la **Figure 1.1**.

L'utilisation du spectre peut être grandement améliorée en permettant à un utilisateur secondaire d'accéder pendant une durée limitée au spectre libéré par l'utilisateur primaire. L'utilisateur secondaire aurait alors un comportement opportuniste dans l'utilisation de cette bande.

1.1.3 Radio logicielle et radio cognitive

Un lien radio permettant d'analyser un large spectre, d'émettre sur un grand nombre de bandes de fréquences, en s'adaptant en temps réel à l'utilisation des différentes bandes, permettrait de profiter au mieux du spectre radio.

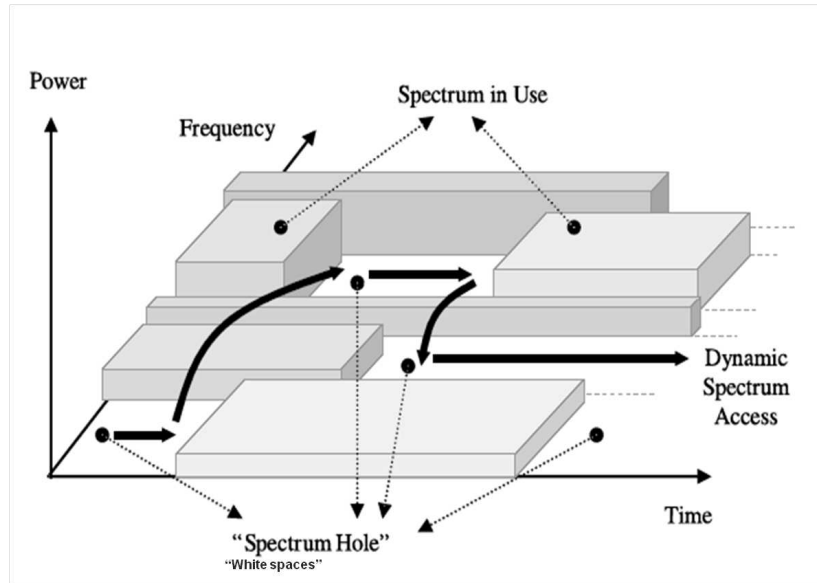


FIG. 1.1 – Concept d’opportunités spectrales (1)

Le terme de *radio cognitive* a été créé en 1999 par Joseph Mitola (5). Il définit un lien d’émission-réception radio dont la partie matérielle est contrôlée et paramétrée par la partie logicielle. De plus, ce lien radio est conscient de l’utilisation spectrale ambiante et peut s’adapter à celle-ci.

De par sa définition, deux principales caractéristiques de la radio cognitive sont définies :

- *Capacité cognitive* : La capacité cognitive réfère à l’habilité de la technologie radio à capturer ou sonder des informations sur son environnement radio. Cette capacité n’est pas seulement d’observer la puissance diffusée dans différentes bandes fréquentielles d’intérêt. Des techniques plus évoluées sont demandées dans le but de capturer les variations temporelles et spatiales dans cet environnement radio, et d’éviter les interférences avec les autres utilisateurs. Grâce à cette capacité, on identifie les portions du spectre qui ne sont pas utilisées à un instant et un lieu donnés. Ainsi, l’utilisateur peut sélectionner les canaux et les paramètres de fonctionnement les plus appropriés pour transmettre.
- *Reconfigurabilité* : La capacité cognitive permet au lien radio de connaître son environnement spectral et de se reprogrammer dynamiquement. Plus spécifiquement, la radio cognitive doit pouvoir être reprogrammée pour transmettre et recevoir sur une grande variété de fréquences et de standards.

Il existe de nombreux moyens de permettre à un système radio de connaître son environnement spectral. Les deux principales méthodes envisagées sont d’une part la géolocalisation et l’utilisation de bases de données, et d’autre part le sondage spectral (6). En 2010, la solution *base de données* a été choisie aux USA lors des projets sur l’ouverture de la bande des *Whites Spaces* (7). Cette solution permet à l’appareil mobile de télécharger depuis l’internet les informations concernant son environnement spectral. Son avantage est qu’elle permet d’alléger grandement les contraintes sur le mobile en lui enlevant le travail de sondage spectral (8). Mais cette méthode a ses limitations : premièrement, elle requiert un opérateur de confiance pour mesurer régulièrement l’utilisation spectrale et administrer les données, et deuxièmement, elle ne permet pas une précision géographique suffisante et une mise à jour suffisamment régulière des données. Il a donc été choisi d’y ajouter la fonction de sondage spectral qui sera décrite

par la suite. Lors de la libéralisation des *Whites Spaces* par la Commission Fédérale des Communications américaine (FCC) et la mise en place du tout premier standard cognitif en 2010 (9), les bases de données et géolocalisation ont été rendu obligatoires, le sondage spectral est optionnel. La combinaison des deux approches permettrait d'augmenter les performances et la fiabilité du comportement cognitif des terminaux compatibles.

La fonction de sondage spectral (FSS) est donc sans doute un des points cruciaux pour le développement de la radio cognitive. La FSS permet d'observer l'occupation du spectre et permet donc la prise en compte des interférences ainsi que la détection de l'éventuelle présence d'un utilisateur principal (3). Dans certains scénarios opportunistes, il peut exister des utilisateurs prioritaires (par exemple des services d'urgences) et des utilisateurs secondaires. Un utilisateur secondaire n'ayant pas la priorité sur l'utilisation d'un canal, il doit être capable de détecter un utilisateur principal voulant reprendre son canal et de libérer le canal le plus rapidement possible afin de ne pas gêner cet utilisateur principal. Ceci demande une analyse très fréquente et rapide de l'ensemble de la bande fréquentielle d'intérêt (10).

La grande majorité des travaux actuels sur la radio cognitive, et en particulier sur le sondage spectral, a porté sur les aspects algorithmiques (11), (12). Sur les aspects matériels, une architecture de sondage spectral a été proposée en 2008 par (13) mais elle est basée sur une analyse séquentielle de bandes de fréquences très fines jusqu'à couvrir l'ensemble de la bande d'intérêt. Ceci n'est pas satisfaisant dans le cadre d'une utilisation opportuniste car l'analyse successive de l'ensemble de la bande est lente et ne permettrait pas à l'utilisateur secondaire de détecter suffisamment rapidement l'utilisateur principal et de libérer le canal sans causer de perturbation. Pour répondre au besoin d'une détection fiable, l'ensemble de la bande doit être analysée simultanément.

Les termes *radio logicielle*, *SDR*, *radio opportuniste* et *radio cognitive* qui ont été évoqués dans cette partie et dans la littérature sont proches et sont même souvent utilisés l'un à la place de l'autre. Mais il existe pour chacun des spécificités qui vont être détaillées ici :

- *La radio logicielle* est un circuit hypothétique dans lequel l'ensemble des signaux reçus serait directement converti en numérique après l'antenne. Ainsi, l'ensemble du traitement du signal pour la réception des signaux radiofréquences se fait dans la partie numérique. Ceci facilite grandement la reconfigurabilité de l'architecture de réception. Cependant, une telle architecture n'est pas possible actuellement car elle demanderait entre autres des contraintes trop fortes sur le convertisseur analogique-numérique. Une architecture plus réaliste nommée SDR a été proposée (14).
- *La radio logicielle restreinte* (SDR pour Software Defined Radio) est une version plus réaliste de la radio logicielle : les signaux sont convertis en numérique après une sélection de la bande utile (15). La radio logicielle et la SDR sont donc des liens radiofréquences dont certains paramètres de réception sont commandés par le logiciel et sont reconfigurables.
- *La radio opportuniste* est une radio logicielle qui a en plus une capacité à détecter les opportunités spectrales et à adapter ses paramètres radio pour transmettre dans le canal disponible.
- *La radio cognitive* est une radio opportuniste qui possède en plus des capacités cognitives : Être capable d'analyser le comportement des autres utilisateurs, prévoir l'utilisation du spectre, adapter son comportement pour optimiser l'utilisation du spectre fréquentiel. Le sous-projet 1 du projet Teropp décrit en introduction a porté sur l'étude de stratégie de comportement individuel de chaque terminal pour optimiser l'utilisation collective du spectre. Le terme *radio cognitive* est actuellement le terme le plus utilisé pour nommer une radio reconfigurable et intelligente.

Ainsi, un récepteur radio permettant de sonder et d'analyser un large spectre, d'émettre et recevoir sur un grand nombre de bandes de fréquences, en s'adaptant en temps réel à l'utilisation des différentes bandes, permettrait de profiter au mieux du spectre radio. Cette plateforme matérielle devra être très flexible et paramétrée par le logiciel.

1.2 Scénario étudié et spécifications matérielles

1.2.1 Contraintes sur le récepteur radio

Cette thèse s'intéresse à la partie matérielle d'un récepteur mobile reconfigurable pour la radio cognitive, de la sortie de l'antenne jusqu'à la numérisation, comme le montre la Figure 1.2.

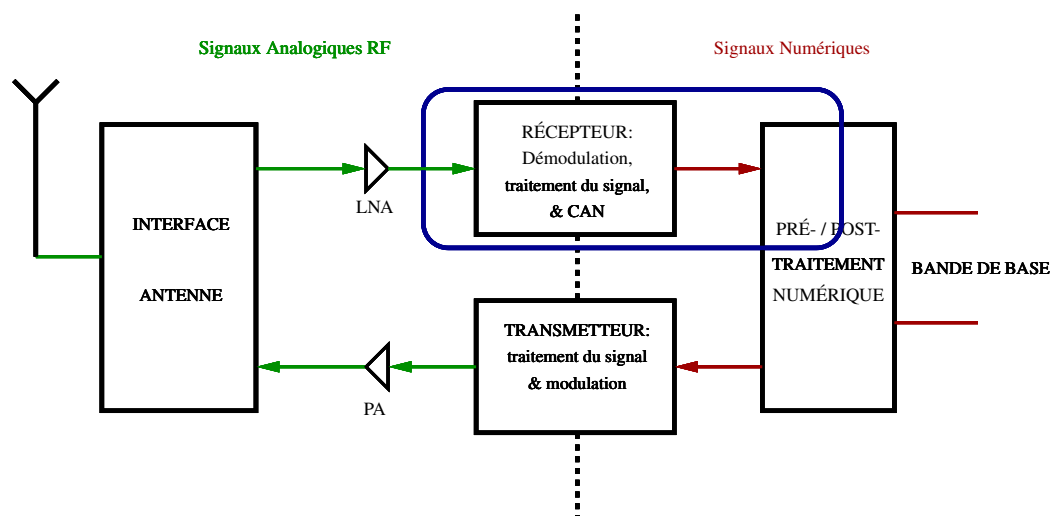


FIG. 1.2 – Schéma général d'un émetteur-récepteur radio avec focalisation sur la réception

Comme nous l'avons décrit précédemment, le contexte actuel tend vers une augmentation des débits, l'optimisation des ressources fréquentielles, la réduction du coût du matériel de réception. Pour répondre à ces besoins, le récepteur idéal devrait :

- traiter une bande de fréquence large avec une consommation limitée,
- être intégré de façon monolithique et réduire la complexité de la partie analogique pour réduire les coûts de fabrication,
- et être versatile, pour pouvoir s'adapter à l'évolution du paysage des fréquences, la conception de circuit universel, et éventuellement la calibration.

Le matériel doit donc être capable d'adapter sa configuration pour remplir différentes fonctions suivant les besoins du logiciel :

- un *sondage spectral large* : une exploration grossière sur une large plage de fréquences pour différencier les opportunités spectrales des bandes occupées ;
- un *sondage spectral fin* : une focalisation sur des bandes de fréquences plus fines avec une résolution plus élevée pour obtenir des informations sur l'utilisateur d'une bande et sur son comportement au cours du temps ;
- un lien radio agile en fréquences et reconfigurable par le logiciel.

Enfin, selon les contraintes définies par le projet Teropp, ce matériel doit être adapté à une utilisation mobile avec de faibles coûts de fabrication : le circuit doit être conçu dans un

processus de fabrication de circuits CMOS standard, sur une faible surface silicium et avec une faible consommation d'énergie.

Ainsi, en se basant sur les scénarios décrits en introduction et sur les contraintes définies ici, nous allons pouvoir décrire plus en détail les contraintes techniques.

1.2.2 Scénario « Sondage spectral et réception large bande dans la bande TV »

Nous avons vu dans l'introduction que plusieurs scénarios avaient été proposés lors de la création du projet Teropp, et que finalement celui lié à la libération des *white spaces* dans la bande TV a été retenu. En se basant sur ce scénario et sur les contraintes définies dans le paragraphe précédent, nous allons définir plus précisément les caractéristiques de notre système. Dans ce scénario, le dispositif se comporte selon deux modes. Dans le mode *Sondage large*, il s'agit d'explorer une très large-bande incluant les bande TV « White Spaces » ([470-790] MHz) afin de trouver un ou plusieurs canaux libres pour communiquer. La résolution peut se limiter à 6 bits car le seul but est de détecter les canaux occupés et d'obtenir des informations grossières sur les utilisateurs. Une fois que le ou les canaux d'intérêt sont déterminés, le dispositif est reconfiguré par le logiciel pour passer en mode communication. Une résolution plus élevée est alors nécessaire afin de pouvoir recevoir l'ensemble des informations. Dans notre cas d'étude, nous avons choisi que la focalisation se fasse sur une bande TV (6MHz) et à une résolution de 14 bits, résolution adaptée aux standards les plus contraignants comme le GSM. Le tableau 1.1 récapitule les spécifications de la conversion pour chaque mode.

Mode	Largeur de bande	SNR	Résolution
Sondage large	320 MHz	36dB	6 bits
Réception fine	6 MHz	82dB	14 bits

TAB. 1.1 – Scénario « Sondage et Communication dans les bandes TV *White Spaces* »- spécifications de conversion

Ainsi un tel système de numérisation devrait pouvoir présenter une bande de conversion et une résolution adaptables par logiciel. C'est ce que l'on appelle la *focalisation spectrale* (16). La Figure 1.3 illustre ce principe pour un exemple d'application qui devrait alternativement effectuer du sondage spectral large bande et de la réception d'une ou plusieurs bandes TV à haute résolution.

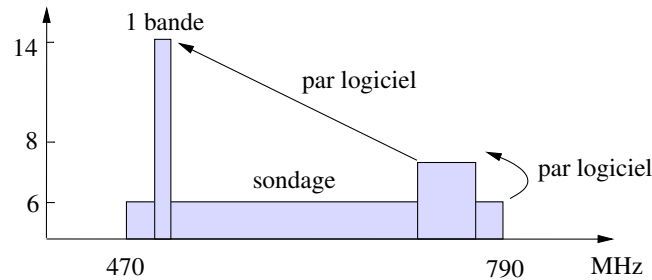


FIG. 1.3 – Illustration du principe de la focalisation spectrale

Afin de répondre aux besoins de conversion de la radio cognitive, il faut donc élargir les bandes de conversion tout en rendant la conversion versatile. Pour élargir la bande en restant

dans une technologie donnée, une technique consiste à mettre en parallèle plusieurs voies de conversion. C'est ce qui sera présenté dans le chapitre 2.

Ainsi, après avoir défini les contraintes liées au projet et aux technologies choisies, nous allons maintenant présenter les architectures de réception disponibles dans l'état de l'art et sélectionner la plus adaptée aux contraintes du projet.

1.3 Architectures de réception radio

Quel que soit le circuit d'émission-réception, qu'il ait un fonctionnement interne analogique ou numérique, sa fréquence de fonctionnement et les fréquences de ses signaux sont limitées. Aussi, afin de permettre une bonne transmission du signal par ondes radiofréquences et pour émettre uniquement sur les bandes de fréquences attribuées à son standard, un émetteur doit convertir ses signaux internes basses fréquences vers des signaux à hautes fréquences (RF). Inversement, les ondes RF reçues par un récepteur doivent être transposées à basse fréquence (bande de base) puis être converties en numérique pour pouvoir être traitées par le circuit. Pour l'étape de réception, différentes architectures existent afin de transformer les signaux RF vers la bande de base (BB) et de les convertir en numérique.

1.3.1 Architecture superhétérodyne

L'architecture superhétérodyne a été inventée par Edwin Howard Armstrong en 1918. Elle est encore utilisée dans de nombreux systèmes comme certains transmetteurs radio, radars, télémètres, radiotélescopes, détecteurs de métaux, etc (17). Un récepteur superhétérodyne possède un oscillateur local (OL) qui crée une porteuse ajustée pour être relativement proche en fréquence du signal ou du canal à recevoir. Lorsque les deux signaux sont multipliés, un signal dont la fréquence est la différence entre les deux signaux apparaît. On dit que le signal d'entrée a été *transposé* à une fréquence plus faible, ou qu'il a été *démodulé*. Le principe de l'architecture superhétérodyne consiste à régler le signal provenant de l'OL pour que la transposition du signal reçu se fasse vers une fréquence intermédiaire (IF). Le signal est filtré, puis converti par un nouvel étage de transposition vers une fréquence basse nommée *bande de base*. Suivant l'application, ce signal peut être ensuite traité en numérique ou transmis à un système de diffusion comme des hauts-parleurs. La forme la plus répandue dans les systèmes actuels est celle à deux étages de démodulation dont le principe est illustré sur la Figure 1.4.

En pratique, cette architecture est composée de plusieurs étages dont les fréquences de fonctionnement et les technologies d'intégration sont très différentes. Cette hétérogénéité combinée avec la complexité de la partie analogique va limiter l'intégration de l'architecture superhétérodyne aux systèmes RF avancés. Celle-ci reste néanmoins très utilisée, même pour la radio logicielle lorsque celle-ci ne nécessite pas une analyse très rapide du spectre (13).

1.3.2 Architecture homodyne

L'architecture homodyne est actuellement la plus répandue dans les récepteurs mobiles (14), (18). Le signal est directement transposé en bande de base, sans étage de fréquence intermédiaire. La partie analogique est réduite à son strict minimum (filtre passe bande, amplificateur faible bruit), ce qui facilite l'intégrabilité et la portabilité technologique. L'enjeu se reporte sur la conversion analogique-numérique qui va devoir convertir directement des larges bandes. Cette architecture est représentée en Figure 1.5. La principale faiblesse de cette architecture est que étant donné que le signal est converti directement en basse fréquence, il

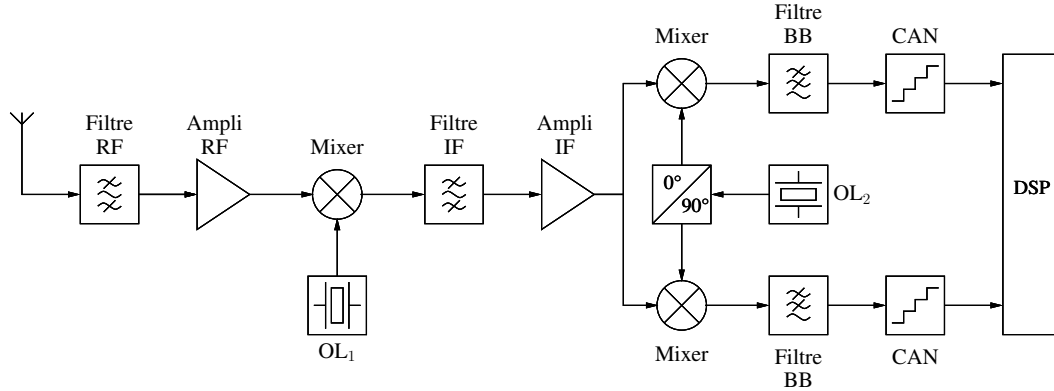


FIG. 1.4 – Schéma d'un récepteur superhétérodyne

sera très sensible aux bruits à basses fréquences (bruit en $1/f$), et aux composantes statiques, en particulier celles introduits par l'OL. Cette architecture impose donc de fortes contraintes sur la pureté du signal généré par l'OL et sur l'isolation du mélangeur.

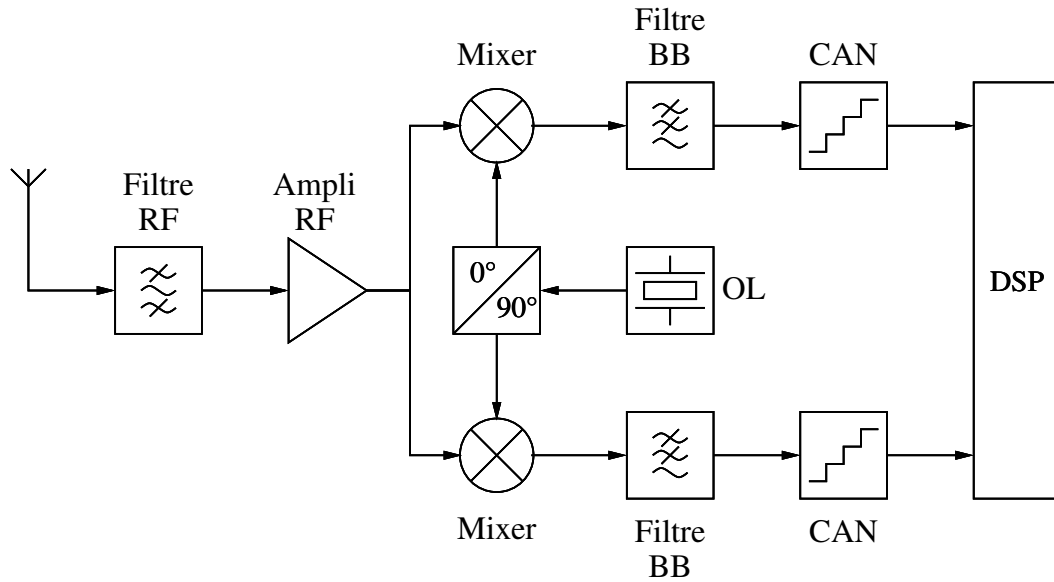


FIG. 1.5 – Architecture du récepteur homodyne

1.3.3 Architecture faible-IF

L'architecture faible-IF (présentée en Figure 1.6) combine les avantages des architectures superhétérodynes et homodynes et profite des nouvelles techniques de numérisation (19), (20). Le signal est converti en bande intermédiaire (IF). Le signal IF est ensuite directement numérisé, sans démodulation en bande de base. Il est ensuite traité et transposé en fréquences par le DSP. Cette architecture évite la complexité de l'architecture superhétérodyne et ne démodule pas le signal en bande de base ce qui réduit les problèmes de bruit en basses fréquences. La principale difficulté de cette architecture est de pouvoir numériser un signal centré sur une fréquence intermédiaire IF. Les techniques récentes de conversion large bande et en bande passante ont permis le développement de cette architecture pour les récepteurs

RF.

Cette architecture possède encore un certain nombre de composants analogiques, qui sont contraignants en termes de surface silicium et en terme de reconfigurabilité. L'idéal pour répondre aux contraintes de notre projet serait une architecture qui convertirait directement le signal RF en numérique, sans étape de démodulation.

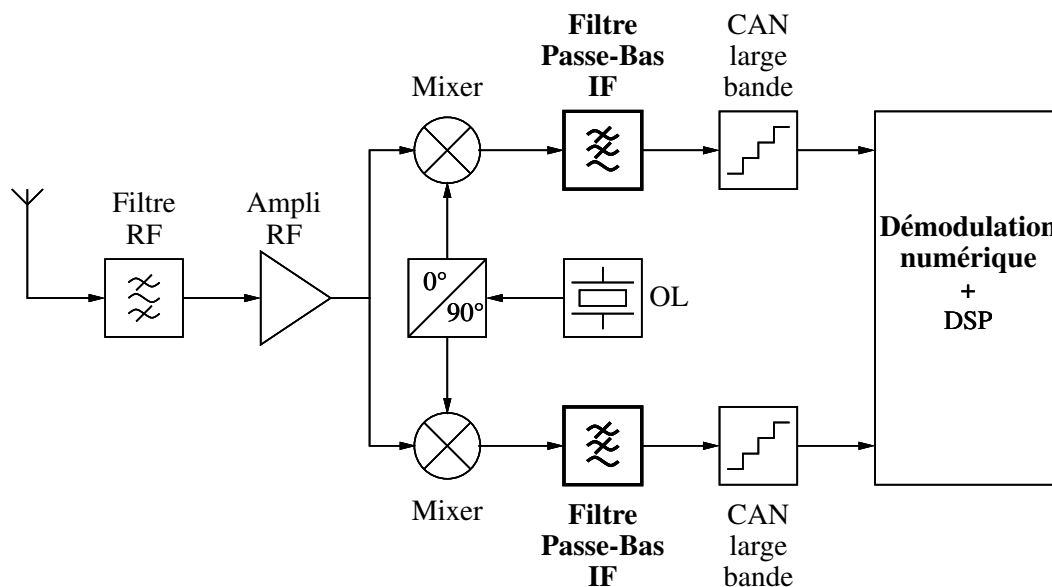


FIG. 1.6 – Architecture du récepteur « Low - Intermediate Frequency (IF) »

1.3.4 Architecture à sous-échantillonnage pour réception directe RF en bande passante

L'architecture à sous-échantillonnage (décrite en [Figure 1.7](#)) permet de recevoir un signal passe-bande tout en évitant une étape de démodulation analogique, coûteuse en éléments analogiques. C'est une nouvelle approche, commercialisée par encore peu d'industriels (comme Texas Instruments ([21](#))). Cette technique utilise le principe des capacités commutées afin de séparer l'étape d'échantillonnage de celle de la quantification. Dans une conversion analogique-numérique classique, le signal analogique est en même temps échantillonné et quantifié. Ici, l'étape d'échantillonnage est réalisée en premier lieu, puis des traitements analogiques en temps discret sont réalisés, et enfin le convertisseur n'a plus qu'à quantifier le signal.

Un filtrage RF sélectionnant la bande d'intérêt est tout d'abord nécessaire afin d'éviter que des signaux parasites hors bande se replient dans le signal utile lors de l'échantillonnage. Au moment de l'échantillonnage, si le signal est passe-bande, on peut échantillonner à une fréquence plus faible que deux fois la fréquence haute du signal. Avec une fréquence d'échantillonnage appropriée, de l'ordre de grandeur de seulement deux fois la largeur de la bande d'intérêt, on peut créer un repliement volontaire qui permettra une reconstitution du signal. La théorie sur le sous-échantillonnage passe-bande ainsi que le calcul de la fréquence d'échantillonnage adéquate sont décrits au début du chapitre [Chapitre 3](#). La nature discrète du signal échantillonné permet d'utiliser le principe des capacités commutées, qui met en jeu uniquement des commutateurs MOS et des faibles capacités. On peut donc réaliser des filtres très précis, reconfigurables, et dans une technologie Cmos avancée. Cette technique a été introduite par Texas Instruments en 2004 pour des récepteurs Bluetooth ([21](#)). STMicroelectronics a proposé

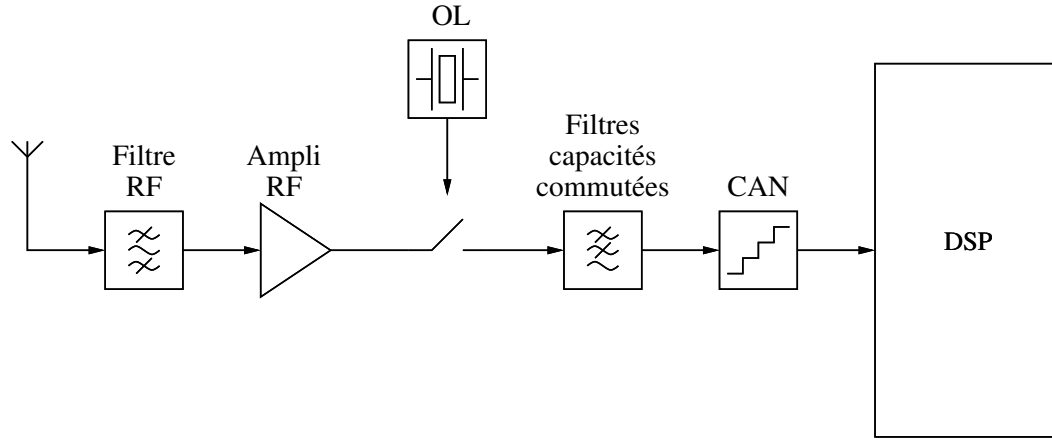


FIG. 1.7 – Architecture du récepteur à sous-échantillonnage

un récepteur à échantillonnage RF en CMOS 90nm pour le standard GSM en 2006 (18). Il applique sur une architecture homodyne la technique de capacités commutées (limitation du rejet des fréquences images, filtres réels, etc.) sans souffrir des non-linéarités d’une architecture superhétérodyne. Enfin, un projet joint entre Télécom ParisTech et STMicroelectronics a proposé un échantillonneur direct RF pour GSM900 et 802.11g double-mode en technologie 90nm (22). Cependant, le principe des capacités commutées possède également ses défauts. Lorsque l’on passe d’un nœud technologique au suivant, la taille des capacités se réduit beaucoup moins que celle de la partie numérique. La proportion des capacités dans le circuit total va être grandissante avec l’avancée des nœuds technologiques. Il faut donc toujours limiter la complexité du circuit de filtrage analogique à temps discret. Ainsi, cette architecture de sous-échantillonnage pour réception directe RF en bande passante permet l’échantillonnage puis la quantification d’un signal passe-bande en réduisant le nombre de composants analogiques et en échantillonnant à une fréquence faible. Nous nous sommes donc appuyés sur cette technique pour la sélection de notre architecture.

1.4 Architecture proposée

Afin de réduire la part des traitements analogiques dans le récepteur (source de complexité du circuit, hétérogénéité, faible reconfigurabilité) et répondre aux spécifications du projet, le récepteur idéal devrait convertir en numérique une bande de fréquence couvrant jusqu’à la fréquence maximale d’intérêt, et faire cette conversion directement après l’antenne, puis ensuite effectuer tous les traitements dans la partie numérique. Malheureusement, une telle architecture n’est pas envisageable actuellement, car comme le signal est large bande et en bande passante, et qu’il n’y a pas de démodulation par mixage, le CAN nécessaire pour convertir une si grande bande serait bien trop complexe pour notre cahier des charges (problème de surface de circuit, de consommation). Nous avons donc opté pour une autre architecture, qui combine les bancs de filtres hybrides (BFH) (afin de traiter des bandes larges, voir Chapitre 2) et le sous-échantillonnage RF passe-bande (introduit dans le paragraphe précédent 1.3.4). Afin de limiter la complexité de la partie analogique, les fonctions filtrages analogiques nécessaires aux BFH ne seront pas réalisées par des filtres à capacités commutées, mais uniquement par des filtres à échantillonnage de charge passe-bande décrits dans le Chapitre 3. L’architecture proposée est décrite en Figure 1.8 et sera détaillée et étudiée dans le Chapitre 4.

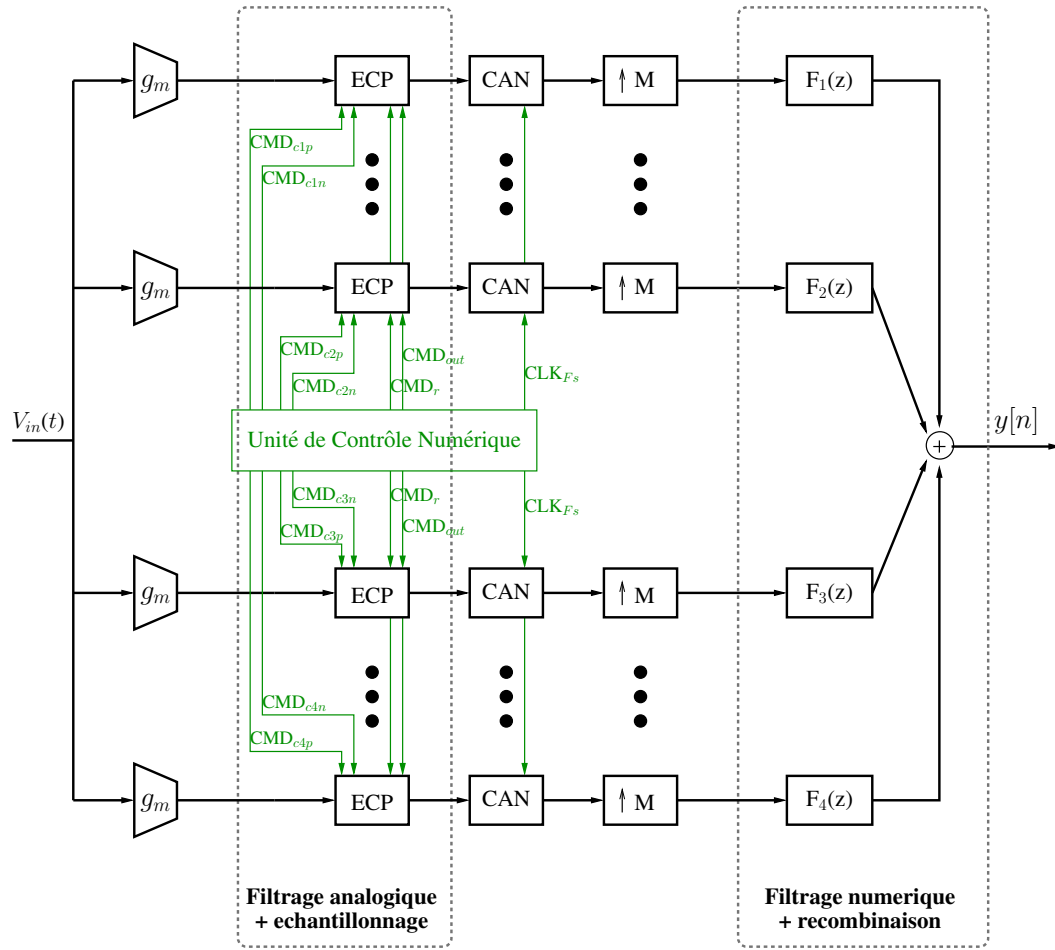


FIG. 1.8 – Schéma général de l'architecture proposée

Dans le chapitre suivant nous allons présenter l'architecture à BFH. Nous la comparerons à l'autre architecture multivoies, le convertisseur à entrelacement temporel. Nous présenterons l'adaptation du modèle pour tenir compte du bruit de quantification. Puis dans le **Chapitre 3** nous présenterons l'échantillonnage de charge passe-bande ses atouts et son utilisation dans la littérature. Enfin dans les chapitres suivants nous présenterons l'architecture qui intègre ces composants, l'adaptation de leurs modèles au nouveau contexte, puis les modélisations et études réalisées sur ce circuit.

Chapitre 2

Systèmes de numérisation à Bancs de Filtres Hybrides à temps continu

Des systèmes de conversion analogique-numérique parallèles à sous-échantillonnage sont étudiés depuis les années 1980 (23) (24) (25) (26). Ils permettent à partir de convertisseurs analogique-numérique élémentaires fonctionnant à une vitesse donnée d'élargir la bande de conversion. Au mieux, l'élargissement de la bande se fait avec un facteur égal au nombre de CAN mis en parallèle.

La Figure 2.1 illustre le principe de quelques unes de ces architectures. Un premier étage décompose le signal en plusieurs signaux. Puis les signaux de chaque voie sont sous-échantillonnés par rapport à la fréquence de Nyquist du signal d'entrée. Enfin, une reconstruction numérique appropriée permet de reconstituer en sortie un signal numérique qui soit le plus proche possible du signal d'entrée échantillonné à sa fréquence de Nyquist. Il existe actuellement deux grandes familles de systèmes de ce type : les CAN à Entrelacement Temporel (CAN-ET) et les Bancs de Filtres Hybrides (BFH).

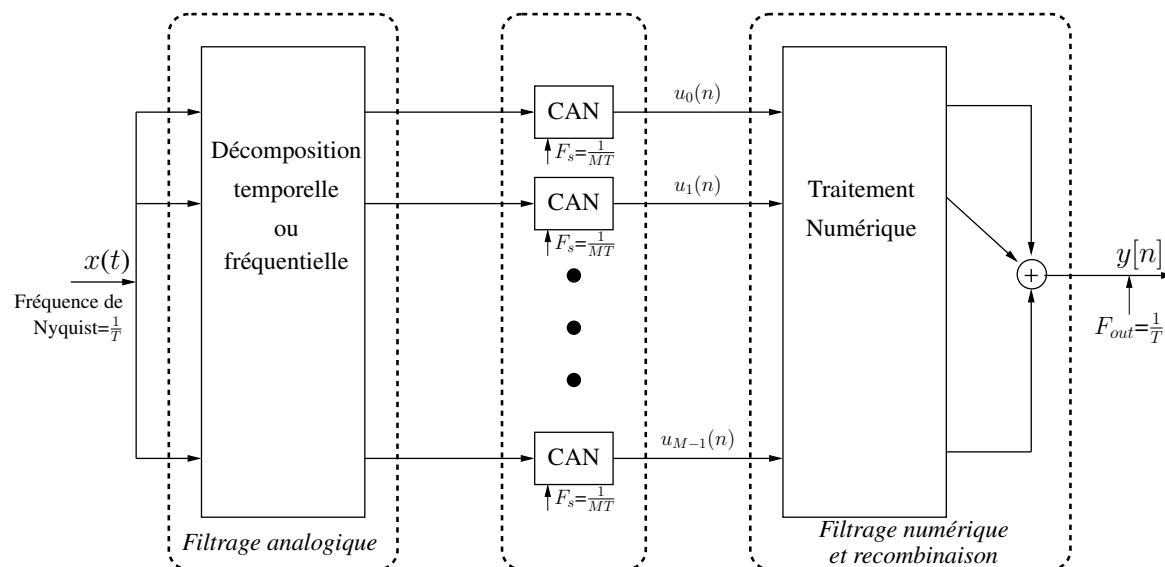


FIG. 2.1 – Principe des systèmes parallèles à sous-échantillonnage pour numériser un signal large-bande

Dans ce chapitre, nous décrivons les deux solutions de systèmes de numérisation parallèles (CAN-ET et BFH). Puis, nous décrivons quelques méthodes de synthèse de BFH.

2.1 Les solutions parallèles à sous-échantillonnage

Les architectures parallèles multi-débits sont apparues dans les années 1980 dans le but d'élargir la bande de conversion à partir d'une vitesse de conversion donnée. Il existe deux principes d'architectures parallèles, l'une basée sur l'entrelacement temporel, l'autre sur la décomposition fréquentielle.

2.1.1 Convertisseurs Analogique/Numérique à Entrelacement Temporel (CAN-ET)

Cette technique a été étudiée dans les années 1980 (27) et a donné lieu à de nombreuses réalisations sur le marché (28). Le principe des convertisseurs analogique-numérique à entrelacement temporel est d'utiliser M CAN qui travaillent de manière cyclique à une fréquence réduite $\frac{1}{MT}$. En récupérant les sorties des CAN de manière cyclique, nous obtenons alors un signal numérisé à la cadence $\frac{1}{T}$. La Figure 2.2 présente le schéma fonctionnel d'un tel convertisseur à M voies.

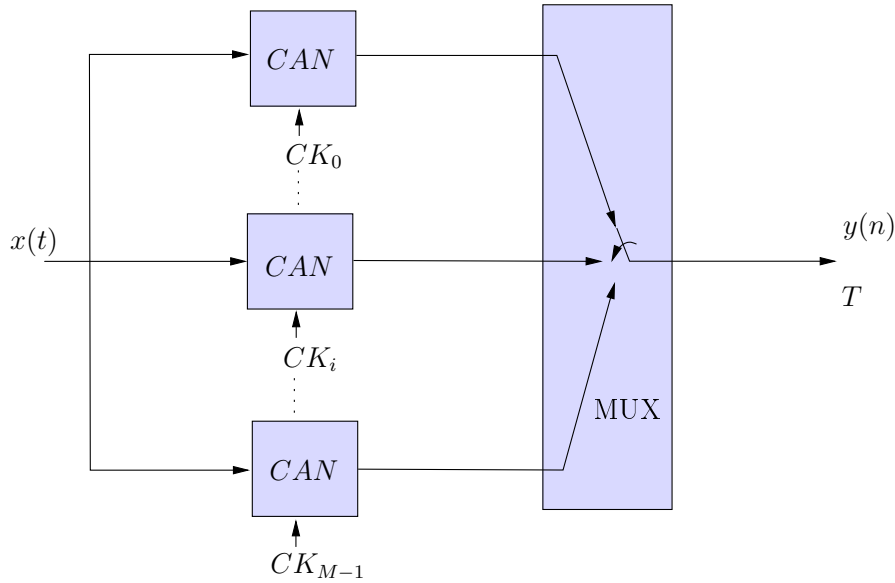


FIG. 2.2 – Principe d'un CAN-ET

M CAN échantillonnent un signal de fréquence de Nyquist $\frac{1}{T}$ à des périodes d'échantillonnage de MT . Les instants d'échantillonnage des CAN sont décalés les uns par rapport aux autres d'une durée T . La Figure 2.3 montre les signaux de commande des CAN. Après l'échantillonnage, un multiplexeur oriente les échantillons de chaque voie vers la sortie aux instants appropriés. La Figure 2.4 présente une modélisation d'un CAN-ET qui permet d'analyser les performances théoriques d'un tel système. Le CAN de chaque voie est ici modélisé par un échantillonneur et un quantificateur. Nous pouvons alors montrer que la résolution théorique obtenue en sortie est celle que nous avons sur chacune des voies, ceci quel que soit le type de signal présent à l'entrée (bande étroite ou bande large). Ceci sera développé en partie 2.1.3.2.

Nous pouvons noter que même si chaque convertisseur travaille à une fréquence réduite, sa bande passante doit cependant être égale à la largeur de bande à convertir.

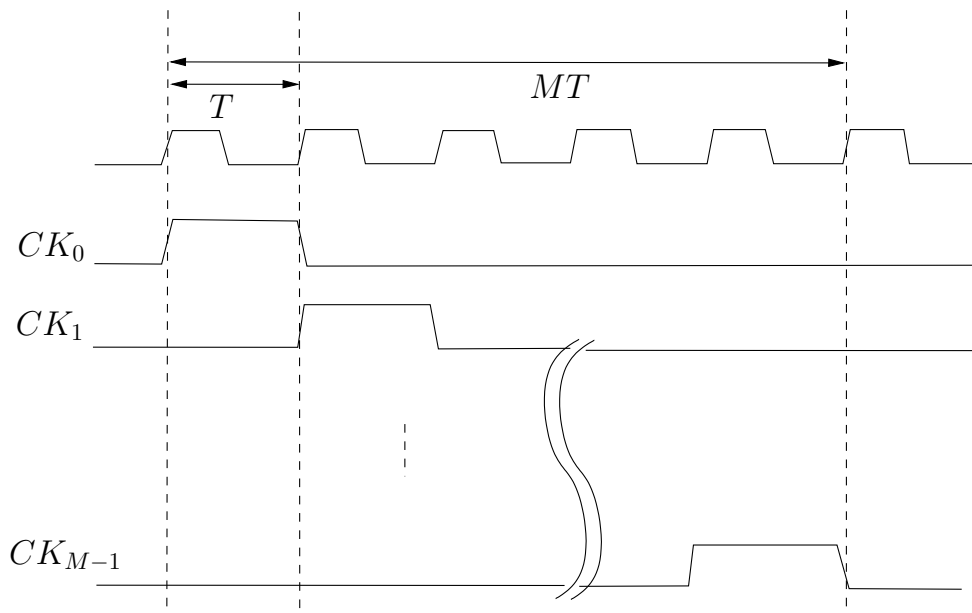


FIG. 2.3 – Chronogramme des signaux de commande des différents CAN dans un CAN-ET

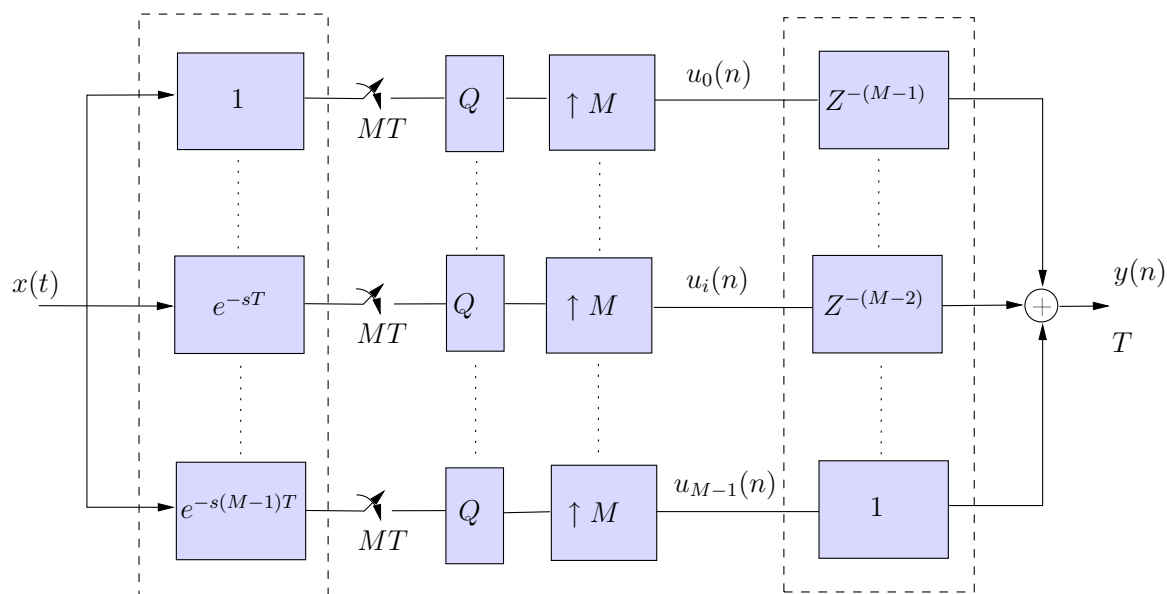


FIG. 2.4 – Modélisation d'un CAN-ET

2.1.2 Convertisseurs à Bancs de Filtres Hybrides (BFH)

Alors que les systèmes à entrelacement temporel décomposent le signal dans le domaine temporel, les convertisseurs à Bancs de Filtres Hybrides (BFH) décomposent le signal à convertir dans le domaine fréquentiel (29). Cette décomposition se fait par un banc de filtres

analogiques (banc d'analyse). Les signaux filtrés sont échantillonnés simultanément à une cadence plus faible que la fréquence de Nyquist du signal d'entrée, puis sur-échantillonnés et recomposés via un banc de filtres numériques (banc de synthèse) pour reconstituer le signal numérique souhaité. Un tel système est dit hybride car il intègre un étage analogique et un étage numérique. (Remarque : il ne faut pas confondre avec les bancs de filtres hybrides tout numériques pour lesquels le mot hybride signifie qu'ils intègrent des filtres numériques FIR et IIR).

À partir des voies sous-échantillonnées, le BFH classique va reconstruire un signal large bande numérisé à la fréquence de Nyquist du signal d'entrée. Il est également possible que la partie numérique reconstruise une seule sous-bande parmi les M sous-bandes qui composent la bande à convertir. Dans ce cas, on appelle ce type de BFH un BFH à sous-bande (BFHS). Cette fonctionnalité est intéressante dans un contexte de Radio Cognitive. Toutefois, dans cette thèse, nous nous focaliserons sur le cas BFH classique qui convertit la totalité de la bande d'entrée.

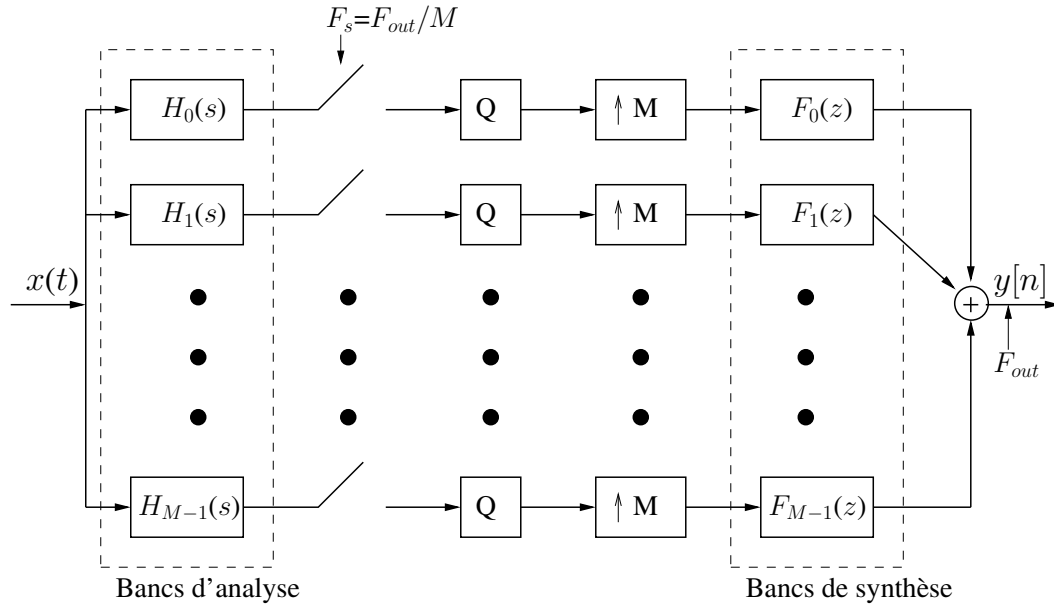


FIG. 2.5 – Modélisation du BFH classique

La [Figure 2.5](#) présente la modélisation d'un BFH à M voies. Idéalement, les M filtres analogiques traitent M sous-bandes disjointes S_i ($0 \leq i \leq M - 1$) de la bande de fréquences à traiter, comme le montre la [Figure 2.6](#). Dans ce cas, les filtres de synthèse sont aussi des filtres parfaitement sélectifs. En considérant ces réponses idéales, nous pouvons en déduire la résolution théorique en sortie à partir de la résolution de chaque convertisseur. Ceci nous permet de montrer qu'à résolution de convertisseur égale, ce type de BFH permet d'élargir la bande totale de fréquences traitées tout en limitant la consommation de l'ensemble (détails en paragraphe [2.1.3.2](#)).

2.1.3 Impact des imperfections sur les systèmes de conversion parallèles dans les CAN-ET et les BFH

La quantification des CAN et le filtre anti-repliement en amont de la conversion sont souvent considérés comme idéaux dans un premier temps dans les études au niveau système

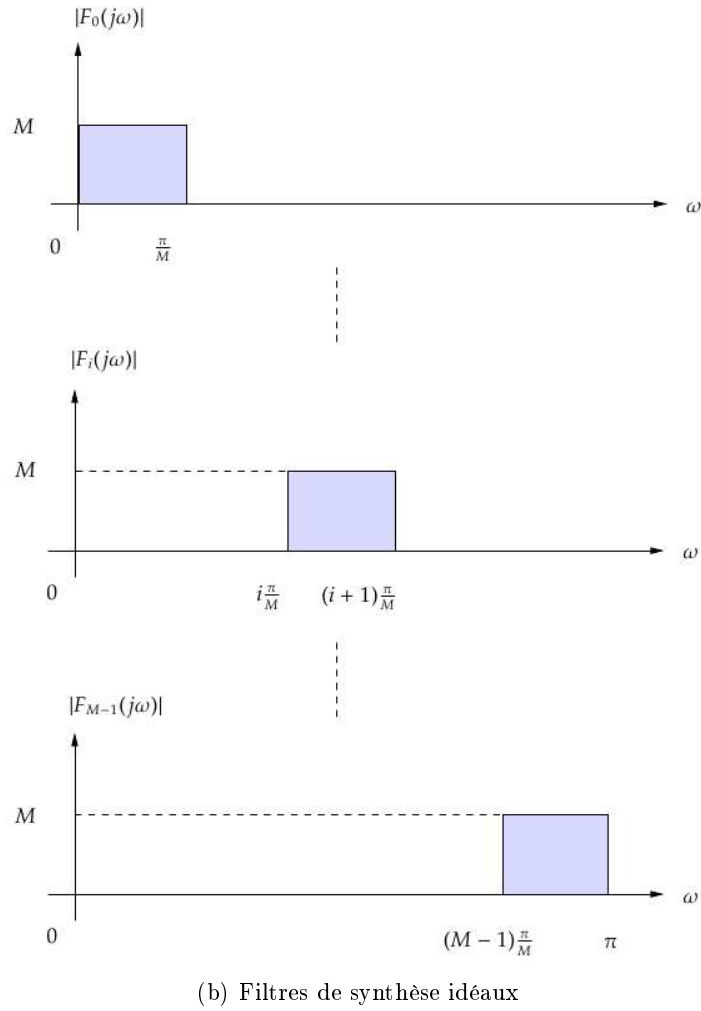
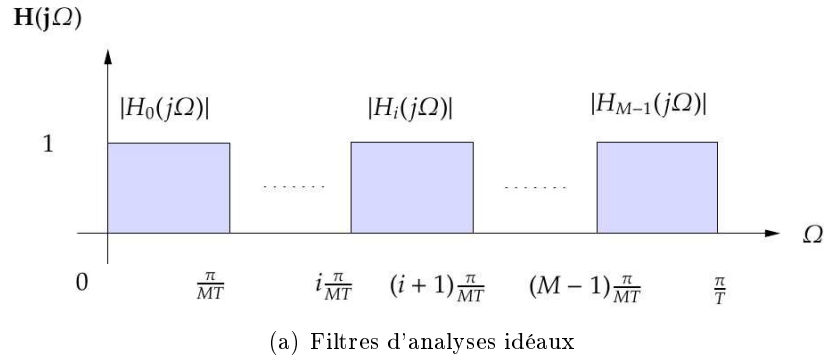


FIG. 2.6 – Réponses fréquentielles idéales des filtres : (a) banc d'analyse ; (b) banc de synthèse du BFH

des structures parallèles à sous-échantillonnage. Toutefois, il faut prendre en compte les défauts de ceux-ci le plus tôt possible dans la conception. Nous donnons ici les résultats d'un de nos travaux étudiant les effets d'un filtre anti-repliement n'éliminant pas parfaitement les signaux hors-bande. Nous évoquerons ensuite l'influence du bruit de quantification des CAN sur la qualité de la reconstruction. Enfin, l'influence des erreurs de gain, de phase et de décalage des CAN est aussi rappelée. Tous ces résultats permettent de comparer les BFH avec les CAN-ET en prenant pour référence un éventuel CAN rapide (i.e. échantillonnant à la vitesse de sortie de l'CAN-ET ou du BFH). Afin de différencier les contribution de chaque défaut, ceux-ci ont été modélisés successivement et à chaque fois un seul défaut a été implémenté.

2.1.3.1 Influence du filtre RF anti repliement

Avant toute conversion analogique-numérique, il est nécessaire d'éliminer les signaux en dehors de la bande à convertir afin de limiter au maximum les repliements de spectre. Pour cela, on fait appel à un filtre anti-repliement placé avant le convertisseur analogique-numérique. Ce filtre peut être conçu classiquement à partir de topologies de type Butterworth, Chebychev, etc. De manière générale, en partant d'un gabarit définissant l'ondulation maximale tolérée dans la bande et l'atténuation hors-bande, on en déduit un ordre minimal pour le filtre. Plus la bande de transition entre la bande passante et la bande atténuée est étroite, plus l'ordre du filtre sera élevé.

Dans le cadre de TEROPP, nous allons déterminer au niveau système les contraintes de performances du filtre anti-repliement afin de ne pas trop dégrader la qualité du signal numérisé. On comparera les effets des repliements de spectre hors-bande dans le cas d'un BFH avec le cas d'un CAN rapide et le cas d'un ET-CAN. Pour cette étude, nous considérons un filtre anti-repliement parfait dans la bande à convertir mais qui n'élimine pas totalement le signal hors-bande.

Dans un contexte de conversion en bande passante, supposons que nous souhaitions convertir la bande $[nB, (n+1)B]$ à la fréquence d'échantillonnage $2B$. Si nous considérons un filtre anti-repliement idéal qui élimine tous les signaux hors-bande, nous n'aurons pas de repliements. Si maintenant, nous considérons un filtre anti-repliement qui n'élimine pas totalement les signaux hors-bande, nous aurons des repliements. La [Figure 2.7](#) illustre le modèle retenu pour la magnitude de ce filtre. Pour cette étude, nous allons supposer que le filtre n'élimine pas parfaitement les signaux pour les fréquences adjacentes à la bande utile mais que les signaux hors-bande sont bien éliminés au-delà de B de part et d'autre de la bande. Cette hypothèse est raisonnable car l'antenne et le LNA qui précèdent effectuent un pré-filtrage du signal. À partir de ce modèle, nous pouvons quantifier l'influence des repliements des signaux de part et d'autre de la bande passante dans le cas d'un CAN simple, d'un BFH à M voies et d'un CAN-ET à M voies.

Comme le montre la [Figure 2.7](#), A représente l'atténuation des signaux hors-bande. On suppose que le signal à l'entrée du filtre anti-repliement a une densité spectrale uniforme. On note σ_x^2 la variance du signal utile dans la bande $[nB, (n+1)B]$, et σ_A^2 la variance du signal dans chaque bande $[(n-1)B, nB]$ et $[(n+1)B, (n+2)B]$. On a $\sigma_A^2 = \sigma_x^2 10^{-A_{dB}/10}$.

Dans le cas d'un CAN seul échantillonnant à $2B$, on a deux termes de repliement. Le rapport signal-sur-bruit résultant vaut alors :

$$SNR_{dB}(CAN) = 10 \log \left[\frac{\sigma_x^2}{2\sigma_A^2} \right] = A_{dB} - 10 \log(2) \quad (2.1)$$

Dans le cas d'un système à entrelacement temporel à M voies, considérons le modèle

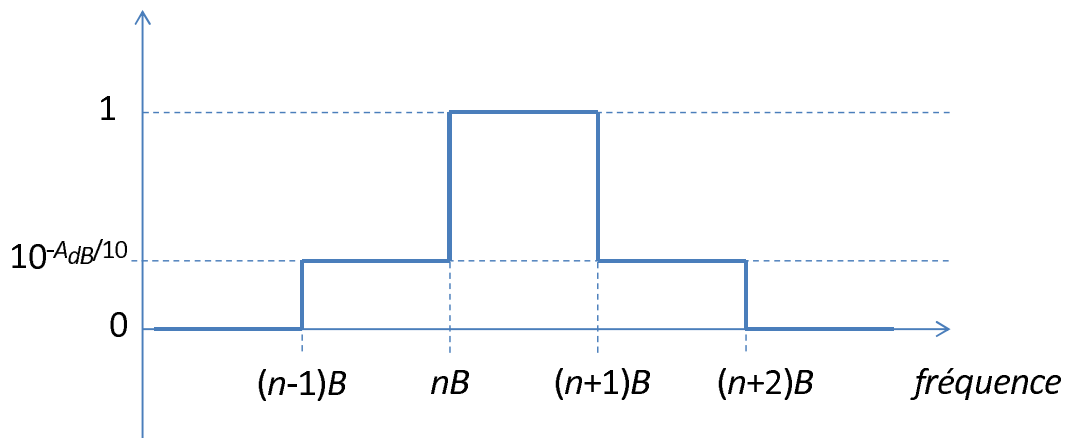


FIG. 2.7 – Modélisation de la réponse fréquentielle du filtre anti-repliement

suivant :

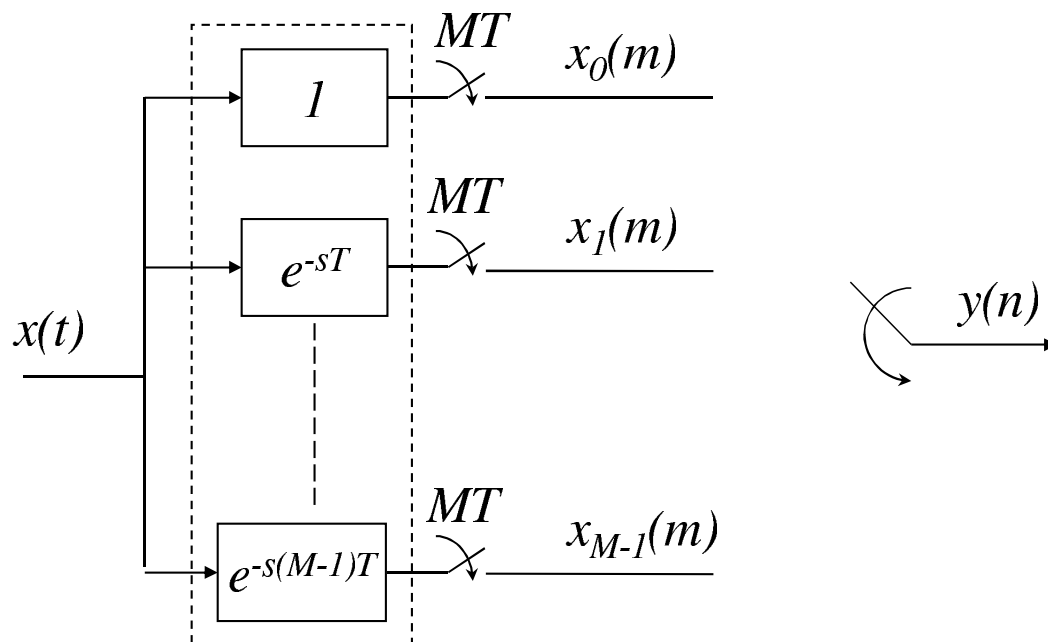


FIG. 2.8 – Modélisation d'un ET-CAN

où $T = 1/2B$. La sortie $y[n]$ est obtenue en entrelaçant les $x_k(m)$. Par conséquent, le rapport signal-sur-bruit sera le même que pour un unique CAN, soit :

$$SNR_{dB}(ET - CAN) = 10 \log \left[\frac{\sigma_x^2}{2\sigma_A^2} \right] = A_{dB} - 10 \log(2) \quad (2.2)$$

Concernant le BFH, considérons le modèle de la [Figure 2.9](#).

Pour aller plus loin dans les calculs, il faut adopter la représentation polyphase équivalente de la partie numérique du BFH donnée en [Figure 2.10](#).

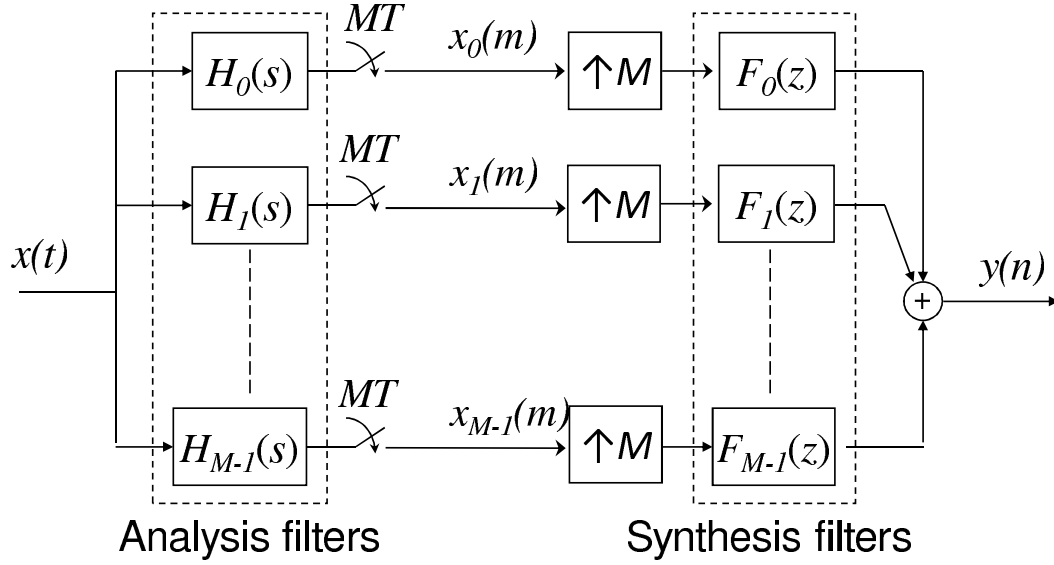


FIG. 2.9 – Modélisation d'un BFH

Le bruit résultant à la sortie est donc la valeur moyenne du bruit sur chaque voie $y_k(m)$. Soit σ_e^2 la variance de l'erreur à la sortie $y(m)$. On a donc :

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \sigma_{ey_i}^2 \quad (2.3)$$

En utilisant l'équivalence entre le banc numérique du BFH et sa représentation polyphase, on obtient :

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \sigma_{ex_k}^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |F_k(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (2.4)$$

où $\sigma_{ex_k}^2$ est la variance de $x_k(m)$. Il faut ensuite modéliser les filtres $F_k(e^{j\omega})$. Pour cela, il faut d'abord adopter un modèle pour les filtres d'analyse. Pour simplifier, on considère que chaque filtre d'analyse a une amplitude de 1 dans la sous-bande qui lui est dédiée et une atténuation de a_{dB} pour les autres fréquences.

La [Figure 2.11](#) montre le modèle adopté pour le filtre d'analyse de la voie m . Si on veut reconstruire la totalité de la bande, le filtre de synthèse correspondant aura une amplitude valant M dans la sous-bande qui lui est dédiée et une atténuation de a'_{dB} pour les autres fréquences comme le montre la [Figure 2.12](#).

Le rapport signal sur bruit vaut alors :

$$SNR_{dB}(BFH) = A_{dB} - 10 \log(2M) + a_{dB} - 10 \log \left(1 + (M-1) \frac{a'}{M^2} \right) \quad (2.5)$$

Si on utilise la méthode de synthèse limitant l'amplification du bruit de quantification, on peut supposer que les filtres de synthèse atténuent suffisamment les signaux en dehors de leur bande dédiée, soit $a'/M \ll 1$. De plus, comme l'objectif final est d'avoir un SNR_{dB} d'au moins 50 dB, on peut négliger le dernier terme de l'expression. Donc :

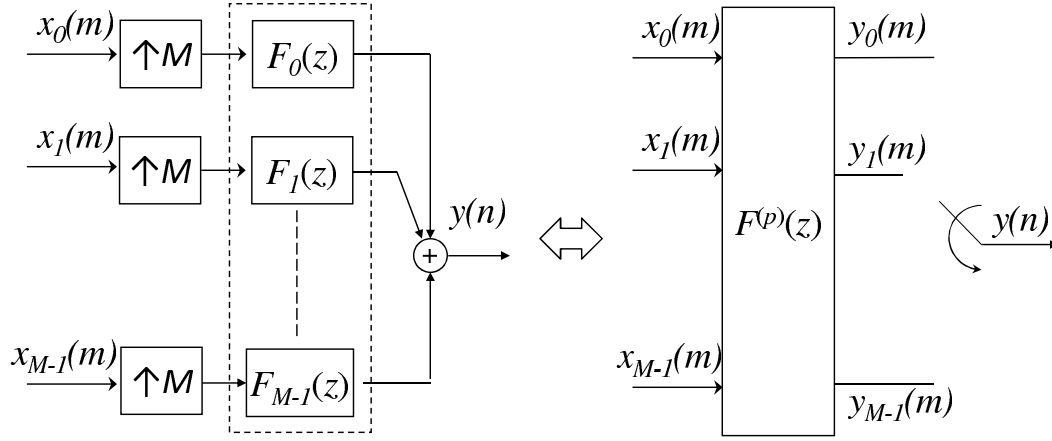
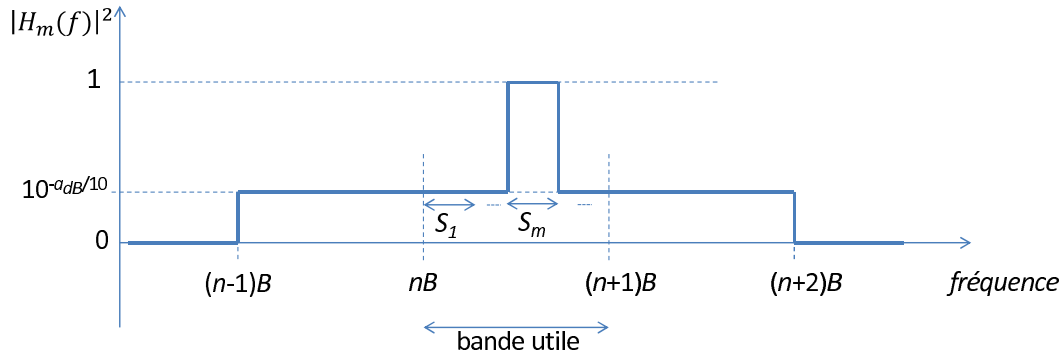


FIG. 2.10 – Représentation polyphase de la partie numérique d'un BFH

FIG. 2.11 – Modèle du filtre d'analyse de la voie m

$$SNR_{dB}(BFH) \approx A_{dB} - 10 \log(2M) + a_{dB} \quad (2.6)$$

Le Tableau 2.1 donne le SNR_{dB} dû au repliements de signaux hors-bande, à la sortie d'un ET-CAN et d'un BFH. On donne aussi le cas d'un CAN rapide qui peut servir de référence.

Pour les BFH, on constate que la dégradation est proportionnelle au nombre de voies. Le filtrage anti-aliasing semble donc plus critique pour le BFH que pour les ET-CAN. Toutefois, cette dégradation de $10 \log(M)$ peut être facilement compensée par l'atténuation des filtres d'analyse (i.e. a_{dB}). Ainsi, pour un BFH à 2 voies, il suffit d'une atténuation de 3 dB pour retrouver la même dégradation que pour un ET-CAN. Pour un BFH à 4 voies, une atténuation

TAB. 2.1 – Rapport signal-sur-bruit pour un CAN seul, un ET-CAN et un BFH - Contribution des signaux hors-bande

	$\forall M$	$M = 2$	$M = 4$
CAN seul	$A_{dB} - 10 \log 2$	$A_{dB} - 3$	$A_{dB} - 3$
CAN-ET	$A_{dB} - 10 \log 2$	$A_{dB} - 3$	$A_{dB} - 3$
BFH	$A_{dB} - 10 \log(2M) + a_{dB}$	$A_{dB} - 6 + a_{dB}$	$A_{dB} - 9 + a_{dB}$

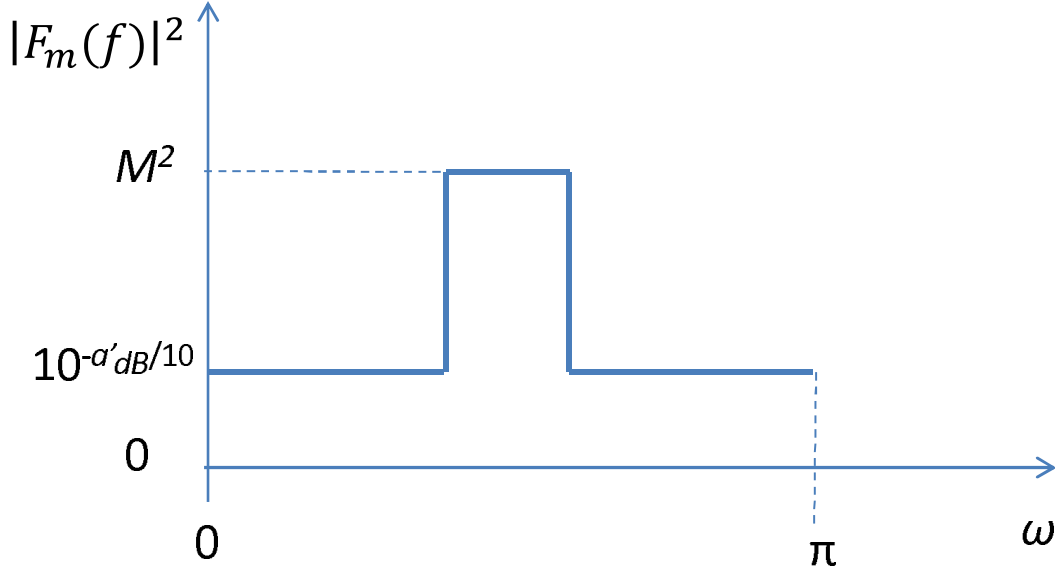


FIG. 2.12 – Modèle du filtre de synthèse de la voie m correspondant au banc de filtre d'analyse de la Figure 2.11

de 6 dB est suffisante. De plus, si une atténuation plus importante est choisie, à dégradations égales en sortie, on pourra relâcher les contraintes d'atténuation sur le filtre anti-aliasing (A_{dB}) avant le BFH par rapport à celui placé avant l'ET-CAN. Ces résultats sur les BFH ont été soumis par l'équipe SSE de Supélec pour une publication en 2012.

2.1.3.2 Influence du bruit de quantification

L'influence du bruit de quantification dans les BFH a été étudiée dans (30). On suppose ici que le filtre anti-repliement en amont est idéal. L'objectif est de comparer l'influence du bruit de quantification dans les CAN-ET et les BFH en prenant pour référence le cas d'un CAN seul.

Les réponses fréquentielles des filtres d'analyse et de synthèse sont supposées idéales (c'est-à-dire que l'idéal est de sélectionner parfaitement une sous-bande (Figure 2.6, page 19)). Notons X^{max} et X_m^{max} les amplitudes maximales du signal d'entrée et du signal dans la sous-bande m respectivement ; notons également P et P_m les puissances du signal d'entrée et du signal de la sous-bande m . Trois types de signaux différents sont utilisés pour cette étude :

1. Un signal bande étroite constitué d'un signal sinusoïdal dans la sous-bande m . On a donc :

$$X^{max} = X_m^{max} \quad (2.7)$$

2. Un signal large-bande que nous allons modéliser par un bruit blanc gaussien de loi $N(0, \sigma)$. Nous supposons également que les signaux de chaque sous-bande sont aussi gaussiens suivant une loi $N(0, \frac{\sigma}{\sqrt{M}})$. Concernant la dynamique X^{max} , on sait que pour une loi normale $N(0, 1)$, il existe une valeur k pour laquelle la probabilité que x soit en dehors de $[-k, k]$ est égale à P (par exemple pour une probabilité de 0.1%, $k = 3.29$). On peut donc choisir $X^{max} = k\sigma$. On a alors :

$$X^{max} = X_m^{max} \sqrt{M} \quad (2.8)$$

$$P = MP_m = M\sigma^2 \quad (2.9)$$

• **Cas I : CAN simple**

On convertit ici le signal avec un seul CAN rapide de résolution B bits. En utilisant toute la dynamique du CAN, pour les deux types des signaux de test, le pas et le bruit de quantification sont représentés respectivement par :

$$Q = \frac{X^{max}}{2^{B-1}}, \quad (2.10)$$

$$\sigma_{CAN}^2 = \frac{Q^2}{12} = \frac{(X^{max})^2}{3 \cdot 2^{-2B}}. \quad (2.11)$$

• **Cas II : BFH**

En utilisant la représentation polyphase équivalente de la partie numérique d'un BFH, on obtient (29) :

$$(\sigma_e^2)_{moy} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \sigma_{e,i}^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |F_i(j\omega)|^2 d\omega, \quad (2.12)$$

où $\sigma_{e,i}^2$ est la variance de la sortie du CAN dans la voie i . Comme le montre la Figure 2.6(b), page 19), on a :

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |F_i(j\omega)|^2 d\omega = M, \quad (2.13)$$

donc, la variance à la sortie des BFH vaut :

$$(\sigma_e^2)_{moy} = \sum_{i=0}^{M-1} \sigma_{e,i}^2. \quad (2.14)$$

Pour les différents signaux de test, on a les résultats dans le Tableau 2.2.

TAB. 2.2 – Bruit de quantification à la sortie des BFH.

Terme	Signal sinusoïdal	Bruit gaussien
X_m^{max}	X^{max}	$\frac{X^{max}}{\sqrt{M}}$
$(\sigma_e^2)_{moy} = \sum_{i=0}^{M-1} \sigma_{e,i}^2$	$M\sigma_{CAN}^2$	σ_{CAN}^2

• **Cas III : CAN-ET**

Un CAN-ET peut être considéré comme un cas particulier de BFH pour lequel les amplitudes des réponses fréquentielles idéales des filtres d'analyse et de synthèse sont à 1 (29). De plus, quel que soit le type de signal, chaque CAN reçoit la puissance totale du signal, donc les influences du bruit de quantification sur l'CAN-ET peuvent être résumées dans le Tableau 2.3 :

TAB. 2.3 – Bruit de quantification à la sortie du CAN-ET.

Terme	Signal sinusoïdal	Bruit gaussien
X_i^{max}	X^{max}	X^{max}
$(\sigma_e^2)_{moy}$	σ_{CAN}^2	σ_{CAN}^2

TAB. 2.4 – Influences du bruit de quantification (Δ_{SNR}) des CAN-ET et BFH par rapport à un CAN seul

Architecture	$\Delta_{SNR_{dB}}$	
	Signal sinusoïdal	Bruit gaussien
CAN seul	0	0
CAN-ET	0	0
BFH	$-10\log M$	0

Pour chaque cas, on peut calculer le rapport signal-sur-bruit (SNR_{dB} , soit le rapport entre la puissance du signal et le bruit de quantification à la sortie). En prenant le cas du CAN seul comme référence, on s'intéresse ici à la dégradation de SNR_{dB} pour chaque structure. Le Tableau 2.4 représente cette dégradation de SNR_{dB} .

On constate que les CAN-ET sont plus robustes que les BFH dans le cas d'un signal bande étroite. Dans le cas de signaux large-bande qui sont a priori le type de signaux qui nous intéressent le plus, les performances sont équivalentes pour un CAN-ET ou un BFH.

2.1.3.3 Influences des erreurs de gain, de décalage et de phase

Les trois types d'erreur dans les CAN que sont les erreurs de gain, de décalage et de phase sont étudiés sur les BFH et l'CAN-ET dans (31) en évaluant le terme SFDR (*Spurious Free Dynamic Range*). Pour ce faire, on applique à l'entrée des convertisseurs un signal sinusoïdal :

$$x(t) = S_0 \cos(2\pi F_0 t). \quad (2.15)$$

Le spectre de sortie des convertisseurs contiendra donc une raie spectrale à la fréquence F_0 (le signal utile), des raies à d'autres fréquences (les repliements) et les effets des erreurs citées ci-dessus. On néglige ici le bruit de quantification et les imperfections du filtre anti-repliement. On peut modéliser le signal de sortie du CAN de la voie m (32) (31) par :

$$x'_m(n) = a_m(n) * x_m(n) + b_m, \quad (2.16)$$

où $x_m(n)$ désigne le signal idéalement échantillonné ; b_m et a_m désignent respectivement le décalage et la réponse impulsionnelle de la fonction de transfert du CAN de la voie m . La transformée de Fourier de a_m peut s'écrire :

$$A_m(e^{j\omega}) = (1 + \tilde{a}_m)e^{-j\omega d_m} \quad (2.17)$$

où \tilde{a}_m est l'erreur de gain et d_m , l'erreur de phase de la voie m . On peut alors montrer que, en modélisant une seule erreur à la fois, on obtient les dégradations du SFDR (*Spurious Free Dynamic range*) données dans le Tableau 2.5.

$E[\tilde{a}^2]$, $E[\tilde{d}^2]$ et $E[\tilde{b}^2]$) désignent respectivement les espérances des erreurs de gain, phase et décalage ; h est le rapport entre le module des filtres d'analyse dans la bande coupée et le module des filtres dans la bande passante.

TAB. 2.5 – Les effets des erreurs de gain, de décalage et phase aux CAN.

Architecture	Erreur de gain	Erreur de phase	Erreur de décalage
$SFDR_{CAN-ET}$	$\frac{M}{\mathbf{E}[\tilde{a}^2]}$	$\frac{4M}{\pi^2 \mathbf{E}[d^2]}$	$\frac{M}{4\mathbf{E}[b^2]}$
$SFDR_{BFH}$	$\frac{1}{2\mathbf{E}[\tilde{a}^2]h^2}$	$\frac{2}{\pi^2 \mathbf{E}[d^2]h^2}$	$\frac{1}{4\mathbf{E}[b^2]}$

De ces résultats, on constate que les BFH sont théoriquement plus robustes aux erreurs de gain et de phase à la condition que chaque filtre d'analyse atténue suffisamment les signaux en dehors de la sous-bande qui lui est dédiée. Par exemple, pour quatre voies, il faut une atténuation supérieure à 9 dB, ce qui ne semble pas trop contraignant. Concernant les erreurs de décalage, les CAN-ET sont plus robustes que les BFH. Toutefois, ce type d'erreur peut facilement se corriger par un algorithme simple estimant le décalage par simple moyennage et le retranchant aux échantillons.

En conclusion, les BFH sont des structures évidemment plus complexes que les CAN-ET. Toutefois, cette complexité accrue peut permettre de meilleures performances qu'un CAN-ET à la condition que les filtres d'analyse soient suffisamment sélectifs. Notamment, nous remarquons qu'une atténuation des filtres d'analyse même assez modeste permet de relâcher les contraintes sur le filtre anti-aliasing en amont du système de conversion (par rapport à un CAN-ET).

2.2 Méthodes de synthèse des BFH

Dans la littérature, les premières méthodes de synthèse proposées par (33), (34) et (35) synthétisent conjointement la partie analogique et la partie numérique. Ceci permet d'obtenir des fonctions de transfert numériques bien appariées aux fonctions de transfert analogiques théoriques. Mais, si l'on s'intéresse aux technologies silicium CMOS, avec la diminution des dimensions des transistors, nous observons des dispersions au niveau des valeurs des composants passifs tellement importantes (au-delà de 20%), que les performances théoriques sont loin d'être atteintes pour un grand nombre de circuits réalisés. De plus, avec l'évolution des technologies, les structures de réalisation de filtres analogiques optimaux évoluent.

La stratégie alternative consiste à trouver une méthode de synthèse des filtres numériques indépendante de la structure de réalisation des filtres analogiques. Ceci permettra de s'adapter à différentes technologies. De plus, nous pourrions envisager de relâcher les contraintes sur les filtres analogiques (comme la sélectivité par exemple). Ainsi des contribution de Supélec de 2003 à 2009 (36), (16) ont proposé différentes méthodes et différents algorithmes pour calculer les coefficients des filtres numériques à partir des réponses fréquentielles des filtres analogiques. Cette méthode part des conditions de reconstruction parfaite classiques des BFH et consiste à minimiser un critère au sens des moindres carrés. Les résultats montrent que l'on peut obtenir de bons résultats même avec des filtres d'analyse très simples de type résonateurs à faible facteur de qualité.

Dans la suite de cette section, nous rappelons les conditions de reconstruction parfaite ainsi que le principe de la méthode de synthèse d'approximation globale aux moindres carrés (AGMC). Nous donnons aussi le principe de la méthode AGMC qui a été améliorée afin de minimiser l'amplification du bruit de quantification. Des résultats sont donnés pour illustrer les méthodes. Enfin, la problématique de la sensibilité des BFH aux imperfections analogiques est évoquée.

2.2.1 Conditions de reconstruction parfaite d'un BFH classique

Nous supposons que le signal d'entrée $x(t)$ est à bande limitée à $\frac{1}{T}$. Soit $X(j\Omega)$ et $Y(j\omega)$ les transformées de Fourier respectivement du signal d'entrée $x(t)$ et de la sortie du BFH (Figure 2.5, page 18). La relation entre $X(j\Omega)$ et $Y(j\omega)$ est donnée par :

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{T} \sum_{p=-(M-1)}^{M-1} X\left(j\left(\Omega - \frac{2\pi p}{MT}\right)\right) V_{BFH}^p(e^{j\omega}), \quad \omega = \Omega T \quad (2.18)$$

où

$$V_{BFH}^p(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} H_i\left(j\left(\Omega - \frac{2\pi p}{MT}\right)\right) F_i(e^{j\omega}). \quad (2.19)$$

En sortie du BFH, nous retrouvons donc le signal utile ayant subi un filtrage linéaire (en amplitude et en phase). Dans le cadre des BFH, on appelle communément cette déformation *distorsion*. À ce signal utile, s'ajoutent des termes parasites correspondant aux repliements de spectre entre les sous-bandes dus au sous-échantillonnage ($V_{BFH}^{p \neq 0}(e^{j\omega})$). Pour obtenir une reconstruction parfaite, il faut donc éliminer les termes de repliement et compenser la distorsion. Cela s'exprime par :

$$\begin{cases} V_{BFH}^0(e^{j\omega}) = ce^{-j\omega d}, & c \in \mathbb{R}^*, d \in \mathbb{R}_+^*, \\ V_{BFH}^p(e^{j\omega}) = 0, & p \in [-(M-1), \dots, -1, 1, \dots, M-1]. \end{cases} \quad (2.20)$$

où c représente le gain du BFH (communément égal à 1) et d est le retard du BFH en nombre de période d'horloge. Typiquement, si nous choisissons de réaliser les filtres de synthèse sous forme de filtres RIF (Réponses Impulsionnelle Finie), le retard optimal d correspond à la moitié du nombre de coefficients des filtres.

2.2.2 Méthode de synthèse de BFH d'Approximation Globale aux Moindres Carrés (AGMC)

En pratique, les conditions de reconstruction parfaite (2.20) ne peuvent pas être satisfaites. En revanche, nous pouvons chercher à les approcher. Pour cela, nous cherchons à minimiser l'erreur de reconstruction. Dans le cas d'un BFH, la transformée de Fourier de l'erreur de reconstruction est :

$$E(e^{j\omega}) = Y(e^{j\omega}) - X\left(j\frac{\omega}{T}\right) ce^{-j\omega d}. \quad (2.21)$$

Si nous supposons que le gain $c = 1$, l'erreur peut être représentée par :

$$\begin{aligned} E(e^{j\omega}) &= \sum_{p=-(M-1)}^{M-1} V^p(e^{j\omega}) X\left(j\frac{\omega}{T} - \frac{2\pi p}{MT}\right) - X\left(j\frac{\omega}{T}\right) e^{-j\omega d} \\ &= \left[V^0(e^{j\omega}) - e^{-j\omega d}\right] X\left(j\frac{\omega}{T}\right) + \sum_{\substack{p=-(M-1) \\ p \neq 0}}^{M-1} V^p(e^{j\omega}) X\left(j\frac{\omega}{T} - \frac{2\pi p}{MT}\right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

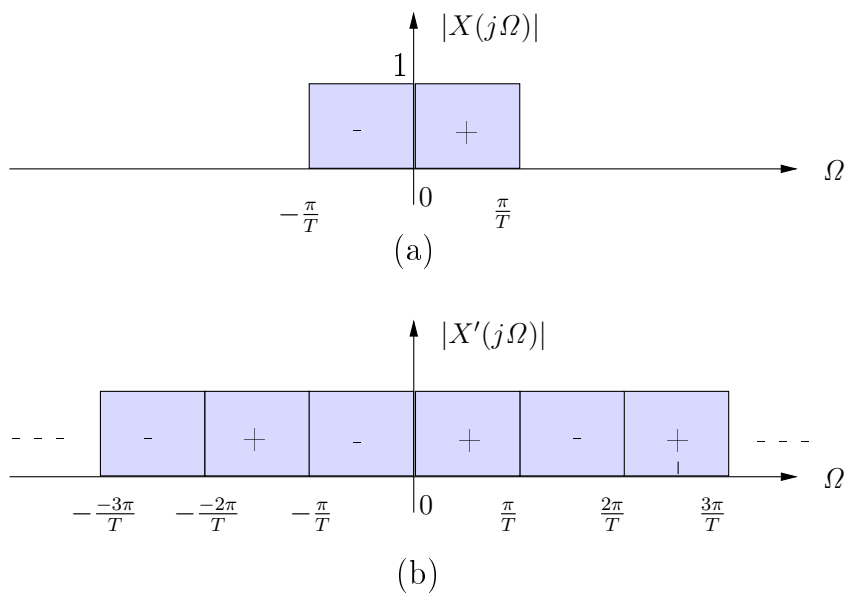


FIG. 2.13 – Spectre du signal d'entrée (a) et sa version virtuelle (b)

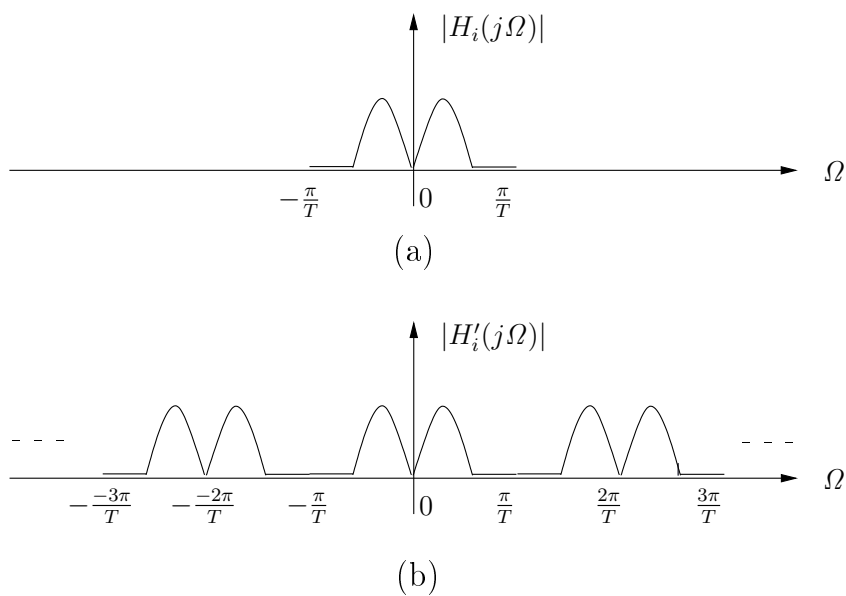


FIG. 2.14 – Spectre du filtre analogique de la voie i et sa version virtuelle

Supposons que nous appliquions en entrée du BFH un signal $X(j\Omega)$ de densité spectrale de puissance uniforme dans la bande à convertir et de puissance nulle en dehors (Figure 2.13(a)). Nous notons sa puissance P_s . Soit $X'(j\Omega)$ le signal virtuel obtenu à partir de la répétition du spectre de $X(j\Omega)$ tous les $\frac{2\pi}{T}$ (Figure 2.13(b)). Nous définissons de manière analogue les réponses fréquentielles $H'_i(j\Omega)$ qui sont la répétition du spectre de H limité dans la bande de $X(j\Omega)$ tous les $\frac{2\pi}{T}$ (Figure 2.14). Nous pouvons ainsi exprimer $X'(j\Omega)$ et $H'(j\Omega)$ respectivement par :

$$X'(j\Omega) = \sum_{p=-\infty}^{p=+\infty} X(j\frac{\omega}{T} - \frac{2\pi p}{T}), \quad (2.23)$$

$$H'_i(j\Omega) = \sum_{p=-\infty}^{p=+\infty} H_i(j\frac{\omega}{T} - \frac{2\pi p}{T}). \quad (2.24)$$

En fonction de ces signaux virtuels, l'erreur s'exprime par :

$$E(e^{j\omega}) = \left[e^{-j\omega d} - V^0(e^{j\omega}) \right] X' \left(j\frac{\omega}{T} \right) + \sum_{p=1}^{M-1} V'^p(e^{j\omega}) X' \left(j\frac{\omega}{T} - \frac{2\pi p}{MT} \right), \quad (2.25)$$

où

$$V'^p(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} H'_i \left(j\frac{\omega}{T} - \frac{2\pi p}{MT} \right) F_i(e^{j\omega}). \quad (2.26)$$

Par définition, la puissance de l'erreur vaut :

$$P_e = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |E(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (2.27)$$

Comme dans le cas général, les repliements ne sont pas corrélés entre eux, la puissance de l'erreur est la somme des puissances des repliements, donc :

$$P_e = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left[e^{-j\omega d} - V^0(e^{j\omega}) \right] X' \left(j\frac{\omega}{T} \right) \right|^2 d\omega + \sum_{p=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| V'^p(e^{j\omega}) X' \left(j\frac{\omega}{T} - \frac{2\pi p}{MT} \right) \right|^2 d\omega \right]. \quad (2.28)$$

Nous supposons de plus que la densité spectrale de $X'(j\frac{\omega}{T})$ est uniforme et égale à 1. Nous pouvons donc factoriser l'expression par la puissance de $X'(j\frac{\omega}{T})$. De plus, en considérant un grand nombre K de pulsations (ω_k) équiréparties sur la bande $[-\pi, \pi]$, nous obtenons en approchant l'intégrale par la méthode des rectangles :

$$P_e \approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left[\left| V^0(e^{j\omega_k}) - e^{-j\omega_k d} \right|^2 + \sum_{p=1}^{M-1} \left| V'^p(e^{j\omega_k}) \right|^2 \right]. \quad (2.29)$$

Nous définissons alors le critère AGMC par :

$$J_{AGMC} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left[\left| e^{-j\omega_k d} - V^0(e^{j\omega_k}) \right|^2 + \sum_{p=1}^{M-1} \left| V'^p(e^{j\omega_k}) \right|^2 \right]. \quad (2.30)$$

Nous aboutissons alors à la méthode de synthèse AGMC qui donne une expression analytique des filtres optimaux minimisant J_{AGMC} . En effet, le critère J_{AGMC} peut être représenté sous la forme matricielle suivante :

$$J_{AGMC} = \| \mathbf{H}_R \mathbf{f} - \mathbf{t}_R \|^2, \quad (2.31)$$

où la matrice \mathbf{H}_R décrit les fonctions de transfert des filtres analogiques (voir détails en [Annexe A](#)). La dimension de \mathbf{H}_R est $2(2M-1)K \times ML$, où K désigne le nombre des fréquences. L désigne la longueur du filtre FIR de synthèse. \mathbf{f} est le vecteur contenant tous les coefficients de synthèse. C'est un vecteur colonne à taille de $ML \times 1$. \mathbf{t}_R est un vecteur colonne qui représente la fonction de transfert idéale du BFH (retard pur).

En prenant un nombre de fréquence K suffisamment grand, nous obtenons alors un système sur-déterminé dont la solution au sens des moindres carrés est :

$$\mathbf{f}_{\text{opt}} = (\mathbf{H}_R^T \mathbf{H}_R)^{-1} \mathbf{H}_R^T \mathbf{t}_R. \quad (2.32)$$

À partir de ce banc de synthèse optimal, nous pouvons calculer une performance globale du BFH en termes de rapport signal-sur-bruit-et-distorsion. Nous définissons alors :

$$SNDR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_s}{P_e}. \quad (2.33)$$

$$SNDR_{dB} = -10 \log_{10} \left[\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left(\left| e^{-j\omega_k d} - V^0(e^{j\omega_k}) \right|^2 - \sum_{p=1}^{M-1} \left| V'^p(e^{j\omega_k}) \right|^2 \right) \right]. \quad (2.34)$$

Toutefois, le critère de $SNDR_{dB}$ est extrêmement contraignant. Or, en réalité, ce qui nous importe est d'avoir un bon rapport signal-sur-bruit (SNR_{dB}). Une légère distorsion du signal est acceptable, le plus difficile étant d'éliminer les termes de repliement. C'est pourquoi dans le critère AGMC, nous affecterons un poids plus important aux termes de repliement qu'au terme de distorsion. De plus, nous préférons évaluer la performance d'un BFH par le SNR_{dB} dont l'expression est la suivante :

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |V^0(e^{j\omega_k})|^2}{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^{M-1} |V'^p(e^{j\omega_k})|^2}. \quad (2.35)$$

Le terme SNR_{dB} peut aussi s'exprimer en nombre de bits (37) :

$$SNR_{bit} \approx \frac{SNR_{dB} - 1,76}{6.02}. \quad (2.36)$$

On peut également illustrer les performances d'un BFH en définissant le 'rapport signal-sur-bruit fréquentiel' défini pour chaque pulsation ω_k par :

$$SNR_{dB}(\omega_k) = 10 \log_{10} \frac{|V^0(e^{j\omega_k})|^2}{\sum_{p=1}^{M-1} |V'^p(e^{j\omega_k})|^2}. \quad (2.37)$$

2.2.3 Méthode de synthèse de BFH minimisant l'amplification du bruit de quantification

Nous souhaitons maintenant prendre en compte le bruit de quantification. Nous considérons que chaque CAN a une résolution de r bits. Nous modéliserons l'erreur causée par la quantification comme un bruit additif de variance $Q^2/12$ où Q est le pas de quantification. En partant de (2.28), nous montrons que la puissance de l'erreur totale vaut :

$$P_e = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left[e^{-j\omega d} - V^0(e^{j\omega}) \right] X' \left(j\frac{\omega}{T} \right) \right|^2 d\omega + \sum_{p=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| V^p(e^{j\omega}) X' \left(j\frac{\omega}{T} \right) \right|^2 d\omega \right] + \frac{10^{-6r/10}}{M^2} \sum_{m=1}^M \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |F_m(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (2.38)$$

Par conséquent, nous obtenons un nouveau critère que l'on peut appeler AGMCQ :

$$J_{AGMCQ} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left[\left| e^{-j\omega_k d} - V^0(e^{j\omega_k}) \right|^2 + \sum_{p=1}^{M-1} |V^p(e^{j\omega_k})|^2 + \frac{10^{-6r/10}}{M^2} \sum_{m=1}^M |F_m(e^{j\omega_k})|^2 \right]. \quad (2.39)$$

Ce critère peut s'écrire sous forme matricielle :

$$J_{AGMCQ} = \| \mathbf{H}_R \mathbf{f} - \mathbf{t}_R \|^2 + \alpha \mathbf{f}^T \mathbf{f} \quad (2.40)$$

Ce critère est minimal pour le filtre optimal :

$$\mathbf{f}_{\text{optQ}} = (\mathbf{H}_K^* \mathbf{H}_K - \alpha \mathbf{I}) \backslash \mathbf{t}_K \quad (2.41)$$

où $\alpha = \frac{10^{-6r/10}}{M^2}$. \mathbf{H}_K et \mathbf{t}_K sont les matrices décrites en [Annexe A](#) pour la méthode AGMC. \mathbf{H}^* représente la transformée hermitienne de la matrice \mathbf{H} .

À partir de ce banc de synthèse optimal, nous pouvons calculer une performance globale du BFH en termes de rapport signal-sur-bruit prenant en compte le bruit de quantification en plus des repliements. Nous définissons alors :

$$SNRQ_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |V^0(e^{j\omega_k})|^2}{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^{M-1} |V^p(e^{j\omega_k})|^2 + \frac{10^{-6r/10}}{M^2} \sum_{m=1}^M |F_m(e^{j\omega_k})|^2}. \quad (2.42)$$

De même que dans la section précédente, nous pouvons illustrer les performances d'un BFH en définissant le 'rapport signal-sur-bruit fréquentiel' prenant en compte la quantification, défini pour chaque pulsation ω_k par :

$$SNRQ_{dB}(\omega_k) = 10 \log_{10} \frac{|V^0(e^{j\omega_k})|^2}{\sum_{p=1}^{M-1} |V^p(e^{j\omega_k})|^2 + \frac{10^{-6r/10}}{M^2} \sum_{m=1}^M |F_m(e^{j\omega_k})|^2}. \quad (2.43)$$

2.2.4 Sensibilité des BFH aux imperfections analogiques statiques et nécessité d'une calibration

Un des défauts majeur des structures parallèles à sous-échantillonnage est leur grande sensibilité aux imperfections analogiques statiques. En effet, si sur une des voies, la réponse analogique n'est pas celle attendue avec la précision recherchée en sortie, nous aurons des repliements de spectre non éliminés et donc une résolution en sortie dégradée.

Dans le cas des BFH, nous nous attendons à des dispersions de fabrication assez importantes au niveau des filtres analogiques. En particulier, si on considère des filtres Gm-LC, nous serons tributaire des variations des valeurs des composants passifs qui peuvent être très importantes (20% voire plus).

Dans (38), des simulations montrent qu'avec des filtres Gm-LC, nous passons de 16 bits de résolution sans erreur à 3 bits de résolution avec une erreur sur les valeurs des composants même faible (1%).

Pour résoudre ce problème, il paraît indispensable d'effectuer une calibration du BFH. (38) fait une étude bibliographique des techniques de calibration des BFH et propose une méthode basée sur du filtrage adaptatif. Cette méthode a été développée de manière à être implémentable dans un circuit. En effet, les variations de température soumises au BFH risquent de modifier les caractéristiques analogiques, ce qui nécessitera une calibration in situ.

Toutefois, même si une calibration est possible, il est souhaitable de trouver des filtres analogiques qui minimisent cette sensibilité aux variations des paramètres analogiques. En effet, cela permettra de limiter la fréquence des calibrations nécessaires in situ.

2.3 Conclusion

Les BFH sont une solution attractive pour les applications de radio cognitive. En effet, à vitesse d'échantillonnage donnée, les BFH permettent d'élargir la bande de conversion. De plus, même si cette fonctionnalité n'a pas été mise en avant dans la suite des travaux, nous savons que les BFH sont capables de reconfigurer leur partie numérique pour focaliser les performances de conversion sur une bande plus étroite, et ceci de manière versatile, i.e. par logiciel. Il existe notamment des méthodes pour synthétiser le banc de synthèse afin de répondre aux différents besoins (conversion d'une bande large ou d'une bande étroite). Ainsi, la méthode AGMCQ permet de synthétiser le banc de synthèse à partir du banc d'analyse, ceci tout en minimisant l'amplification du bruit de quantification (et toutes autres sortes de bruit analogiques générés avant la quantification).

Toutefois, ces méthodes supposent que l'on connaisse très précisément les réponses fréquentielles des filtres analogiques. Or, nous savons que les parties analogiques d'un système subissent des imperfections, que ce soit au cours de la fabrication ou pendant la vie du système (vieillesse, changement de température...). Une calibration du système est inévitable. Néanmoins, pour éviter d'avoir recours trop souvent à une calibration qui est coûteuse en énergie, il faut tenter de minimiser la sensibilité du système aux variations des paramètres analogiques. C'est pourquoi, nous proposons dans cette thèse l'utilisation de nouveaux filtres d'analyse qui seront moins sensibles aux variations des paramètres analogiques. Aussi, nous souhaitons une structure de filtres d'analyse simples à réaliser, permettant une synthèse de banc de filtre aisée (i.e. par configuration numérique), utilisant le moins de composants passifs possible et bien sûr intégrable en CMOS. Ces filtres analogiques, à échantillonnage de charge passe-bande (ECP) et leurs atouts sont présentés dans le [Chapitre 3](#).

Chapitre 3

Filtres à échantillonnage de charge passe-bande

Comme nous l'avons décrit dans le chapitre 1 d'introduction, dans le but de maximiser la reconfigurabilité des récepteurs de radio logicielle, la tendance actuelle est de rapprocher l'étape de numérisation le plus possible de l'antenne, en transférant un maximum de fonctions de traitement du signal vers la partie numérique. Avec l'avancée des nœuds technologiques, ceci permet une diminution de surface et de consommation du circuit. Les filtres à échantillonnage de charge (FEC) sont de bons candidats pour les premiers étages d'un récepteur radio et en particulier comme filtres analogiques de BFH. Nous allons voir dans ce chapitre que, dans son utilisation historique, le FEC est utilisé pour le filtrage anti-repliement et l'échantillonnage d'un signal à bande fine.

Ce chapitre introduira en particulier le principe de l'échantillonnage passe-bande. Puis il présentera les FEC, leur principe de fonctionnement et l'état de l'art dans le cadre de leur application habituelle. Enfin nous évoquerons la nouvelle proposition de cette thèse, qui consiste à les utiliser comme filtres d'analyse large bande dans les BFH. Les détails de cette application seront exposés dans le chapitre 4.

3.1 L'échantillonnage en bande passante

L'échantillonnage en bande passante, également appelé sous-échantillonnage ou échantillonnage harmonique (en anglais *subsampling* ou *undersampling*) est une technique qui propose d'échantillonner un signal passe-bande à une fréquence plus faible que la fréquence de Nyquist de sa composante la plus haute. Le but est d'obtenir la démodulation d'un signal RF vers une faible IF ou vers la *bande de base* à l'aide de repliements volontaires. On peut reconstruire exactement les informations contenues dans le signal RF si celui-ci est un signal passe-bande (39) et que la fréquence d'échantillonnage respecte certaines relations avec les paramètres fréquentiels du signal d'entrée.

À la différence d'un échantillonnage de type Nyquist, la fréquence d'échantillonnage n'est plus seulement basée sur la porteuse RF du signal mais également sur la largeur de bande du signal. Ainsi la fréquence d'échantillonnage peut être significativement réduite (40). Dans cette section, nous allons tout d'abord décrire l'échantillonnage passe-bande dans le cas général, puis nous décrirons son adaptation au contexte des BFH.

3.1.1 L'échantillonnage passe-bande général

Considérons le cas d'un signal passe-bande compris entre une fréquence basse F_L et une fréquence haute F_H . Il est représenté en **Figure 3.1(a)**. La bande passante b de ce signal vaut $b = F_H - F_L$. Le signal passe-bande peut être reconstruit exactement après échantillonnage si la fréquence d'échantillonnage F_s respecte cette double inégalité (40) :

$$\frac{2F_H}{N} \leq F_s \leq \frac{2F_L}{N-1} \quad (3.1)$$

avec N entier positif tel que $1 \leq N \leq \lfloor F_H/b \rfloor$ où $\lfloor \cdot \rfloor$ représente l'opérateur *Partie entière*. Une fréquence d'échantillonnage qui respecte ces deux inégalités garantit que le signal échantillonné ne subira pas de recouvrement ou de repliement dans la bande. La **Figure 3.1(b)** montre une fréquence d'échantillonnage F_s adaptée, et la **Figure 3.1(c)** représente les repliements produits par l'échantillonnage à la fréquence F_s . On observe que des repliements sont positionnés en basses fréquences. On observe aussi que le signal est convenablement échantillonné car aucun autre repliement ne vient en recouvrir un autre.

Remarque : L'échantillonnage est ici représenté avec $N = 5$. Dans le cas d'un N pair, on observe en basse fréquence une inversion des parties positives et négatives des repliements. Dans ce cas ci un traitement numérique sera nécessaire afin de repositionner correctement le signal.

En divisant les deux termes de l'équation 3.1 par b et en utilisant le fait que $b = F_H - F_L$ on obtient :

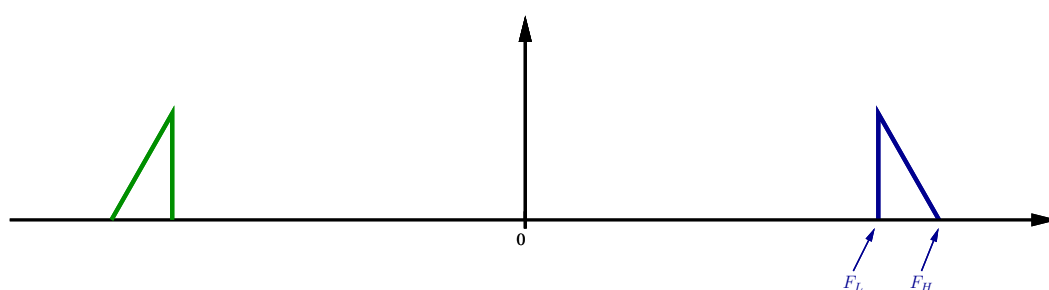
$$\frac{2}{N} \frac{F_H}{b} \leq \frac{F_s}{b} \leq \frac{2F_L/b - 2}{N-1} \quad (3.2)$$

Les triplets de solutions possibles (F_H, F_s, N) sont représentés sur la **Figure 3.2** qui est adaptée de (40). Les surfaces dans les triangles représentent les zones permettant un échantillonnage sans repliement destructif. Les surfaces rayées représentent les fréquences d'échantillonnage qui ne le permettent pas. Nous observons sur la **Figure 3.2** qu'il existe en théorie des situations idéales dans lesquelles $F_s = 2B$. Mais ces points singuliers sont entourés de zones interdites. Lors de la réalisation d'un circuit, tous les paramètres vont dévier de la valeur demandée. En visant de tels points singuliers on a donc de très forts risques de se retrouver dans la zone interdite et de provoquer des repliements. De plus, quand bien même le circuit serait parfaitement positionné sur un point singulier, à $F_s = 2B$, tous les repliements vont être juxtaposés les uns aux autres, et on retrouvera le même problème qu'avec un échantillonnage de Nyquist classique : il n'est pas possible de concevoir un filtre suffisamment sélectif pour séparer le signal utile de ses repliements destructifs sans détériorer ce premier. Ainsi, lors d'un sous-échantillonnage, le choix de la fréquence d'échantillonnage est un point critique et dépend grandement des caractéristiques fréquentielles du signal. Nous allons donc définir une *bande utile* qui englobera le signal passe-bande à recevoir et qui vérifiera certaines propriétés permettant de faciliter la conversion tout en garantissant l'absence de repliement destructif.

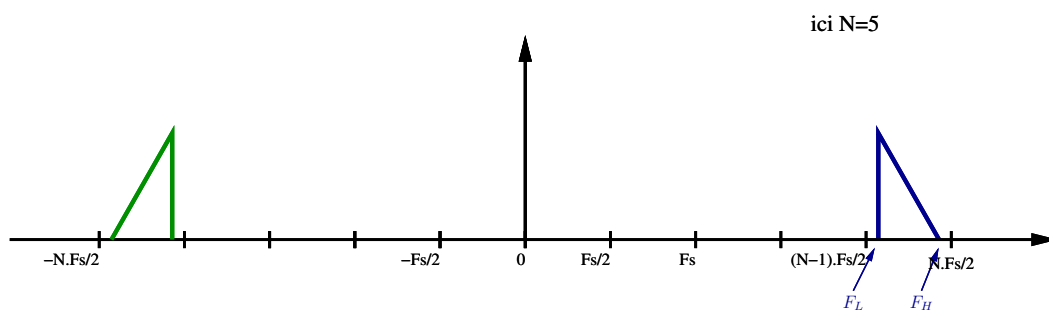
3.1.2 Mise en place de la bande utile facilitant l'échantillonnage en bande passante

Afin de faciliter le sous-échantillonnage d'un signal passe-bande tout en garantissant l'absence de repliement destructif, nous allons définir une *bande utile* B qui contiendra la bande à traiter, et facilitera la conversion, tout en limitant la fréquence d'échantillonnage. Les bandes B et b sont représentées en **Figure 3.3(a)**.

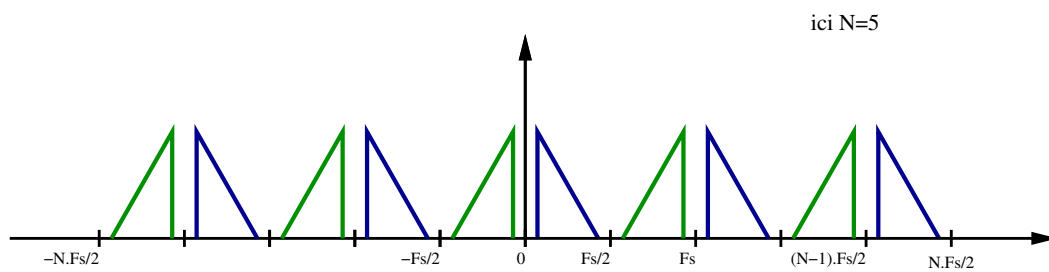
La bande B doit :



(a) Spectre du signal passe-bande



(b) Définition de la fréquence d'échantillonnage



(c) Signal échantillonné

FIG. 3.1 – Échantillonnage passe-bande classique

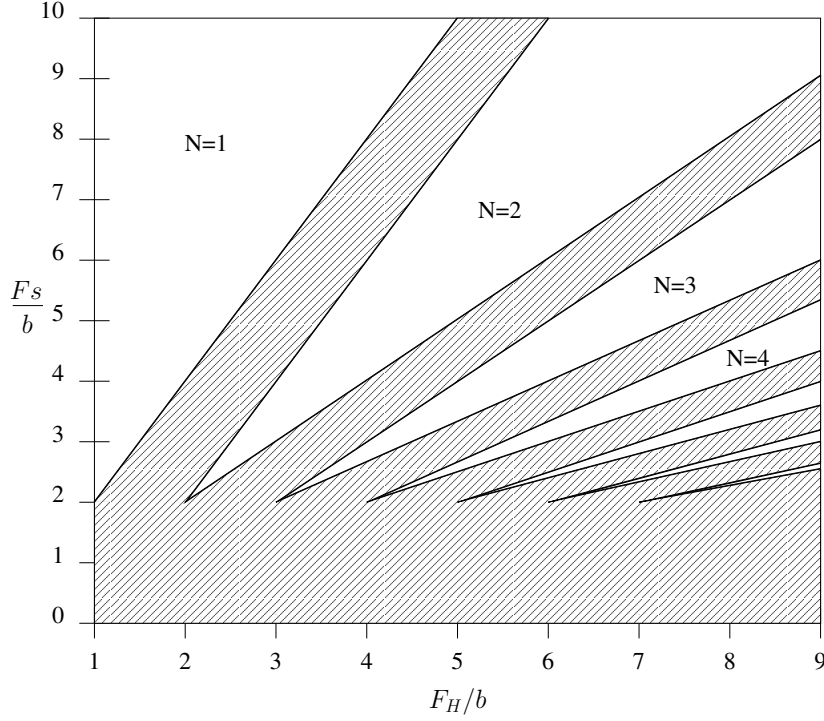


FIG. 3.2 – Triplets (F_s, F_H, N) permettant un sous-échantillonnage sans repliement destructif

- inclure la bande à traiter b ,
- être centrée sur b (B et b partagent un même centre F_M),
- être la plus petite possible afin de limiter F_s ,
- avoir des extremums (F_{Bl} et F_{Bh}) qui soient des multiples de B .

Cette dernière contrainte permet de pouvoir échantillonner à $F_s = 2B$. lors de l'échantillonnage (représenté en [Figure 3.3\(b\)](#)) les repliements de B vont se positionner sur $(0, B)$ et ne subiront pas de repliements destructifs.

À partir de la bande b et de ses paramètres F_l et F_h , on définit la bande B comme suit.

Tout d'abord en se basant sur les propriétés définies précédemment on a :

$$F_M = \frac{F_l + F_h}{2} \quad (3.3)$$

$$F_{Bl} = F_M - B/2 \quad (3.4)$$

$$F_{Bl} = NB \quad (3.5)$$

où N est un entier positif ou nul.

En combinant les équations 3.4 et 3.5 on obtient :

$$F_M = NB + B/2 \quad (3.6)$$

On peut faire apparaître B en fonction de F_M et N :

$$B = \frac{2F_M}{2N + 1} \quad (3.7)$$

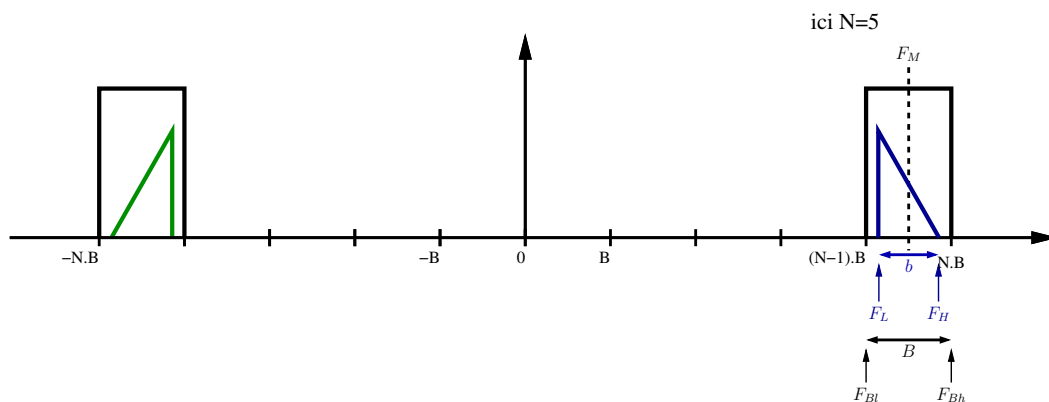
Pour définir B , il ne nous reste plus qu'à définir l'entier N : on souhaite que $B \geq b$ et B la plus petite possible. En combinant avec l'équation 3.7 on a :

$$\frac{2F_M}{2N+1} \geq b \quad (3.8)$$

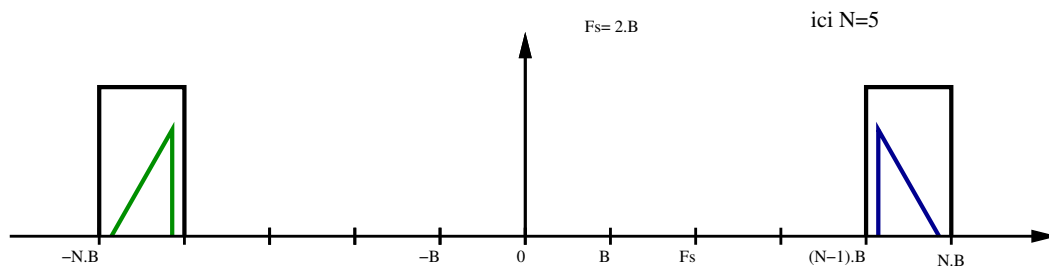
Soit :

$$N \leq \frac{F_M}{b} - \frac{1}{2} \quad (3.9)$$

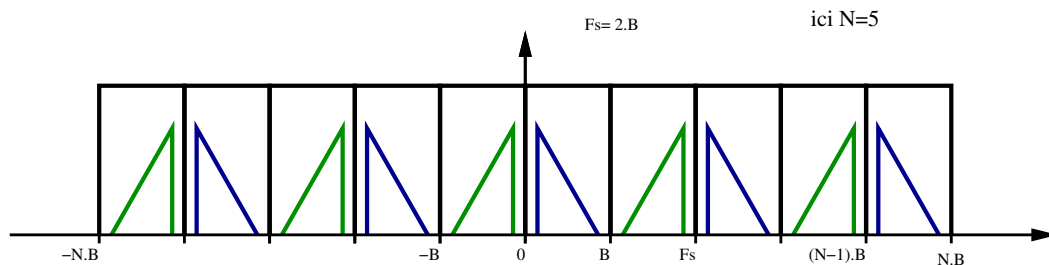
On choisit donc la valeur de N comme le plus grand entier positif vérifiant cette relation.



(a) Spectre du signal passe-bande



(b) Définition de la fréquence d'échantillonnage



(c) Signal échantillonné

FIG. 3.3 – Échantillonnage de la bande utile

On a ainsi défini B à partir des paramètres de b et des contraintes décrites ci-dessus. Il est nécessaire de respecter ces contraintes afin de ne pas provoquer de repliements sur le signal utile qui perturberaient le signal échantillonné, tout en limitant la fréquence d'échantillonnage à $F_s = 2B$. Mais dans certains cas, il peut être nécessaire de convertir des bandes très larges. Dans ce cas, il faudra réduire encore plus la fréquence d'échantillonnage pour que le

convertisseur qui suit reste réaliste. Nous allons voir dans le paragraphe suivant qu'avec une architecture à bancs de filtres hybrides, il est possible d'échantillonner le signal à une fréquence bien plus faible que $2B$.

3.1.3 Adaptation de l'échantillonnage passe-bande au cas des BFH

Nous venons de voir qu'en respectant certaines conditions, il est possible d'échantillonner un signal passe-bande à une fréquence proche du double de la largeur de la *bande utile* du signal d'entrée ($2B$) (telle que décrite précédemment) sans détériorer le signal. Dans le cas de BFH à M voies tels que ceux décrits dans le [Chapitre 2](#), il est possible d'échantillonner seulement à $2B/M$ tout en conservant la possibilité de reconstruction. Cet échantillonnage produit volontairement de nombreux repliements destructifs. Mais comme le système à BFH est multivoies, les informations de chaque voie seront utilisées par l'étage numérique du BFH afin de reconstruire le signal originel.

Pour un BFH à M voies l'échantillonnage peut maintenant se faire à $F_s = 2B/M$. Le spectre du signal échantillonné est représenté en [Figure 3.4](#). On observe qu'il y a maintenant M fois plus de repliements. On voit que l'on gagne en liberté sur le choix de B . Maintenant, il suffit que F_{Bl} soit un multiple de B/M . Pour que les sous-bandes restent dans le même ordre après numérisation il faut que F_{Bl} soit un multiple de $2B/M$.

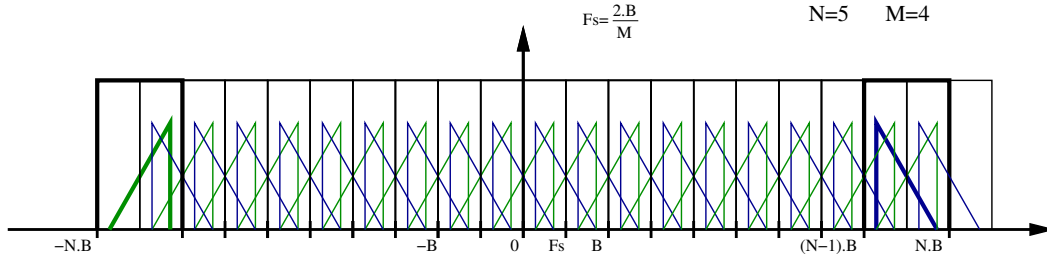


FIG. 3.4 – Échantillonnage passe-bande dans le cadre d'un BFH

L'équation [3.5](#) devient :

$$F_{Bl} = 2NB/M \quad (3.10)$$

L'équation [3.7](#) définissant B devient :

$$B = \frac{2F_M}{4N/M + 1} \quad (3.11)$$

Et N est maintenant le plus grand entier positif vérifiant :

$$N \leq \frac{M.F_M}{2b} - \frac{M}{4} \quad (3.12)$$

Dans cette section nous avons présenté le sous-échantillonnage d'un signal passe-bande. Nous avons tout d'abord décrit le comportement classique, puis nous avons décrit la mise en place d'une *bande utile* englobant la bande à convertir et garantissant d'éviter les repliements destructifs lors de l'échantillonnage, ainsi qu'une fréquence d'échantillonnage limitée.

Nous allons maintenant décrire les Filtres à Échantillonnage de Charge (FEC) qui seront utilisés dans notre architecture. Sur chaque voie du BFH un FEC effectue un sous-échantillonnage combiné à une fonction filtrage. Le signal est ensuite transmis sur chaque voie à un CAN qui le quantifiera. Enfin, la partie numérique du BFH va traiter et reconstruire le signal d'origine.

Les FEC décrits dans la suite de ce chapitre sont habituellement utilisés dans le cadre de l'échantillonnage passe-bande d'un signal à bande étroite devant la fréquence d'échantillonnage, et du sous-échantillonnage décrit ci-dessus. Dans nos travaux, nous avons souhaité intégrer ces FEC comme filtres analogiques et échantillonneurs des BFH. Le signal à traiter par notre projet est passe-bande mais à la différence des travaux décrits dans l'état de l'art, la largeur de la bande est de l'ordre de grandeur de la fréquence d'échantillonnage, voire plus grande, ce qui empêchera de faire, lors du calcul de la fonction de transfert, les simplifications effectuées dans l'état de l'art.

3.2 L'échantillonnage de charge

Les circuits d'échantillonnage, utilisés en amont de blocs de traitement du signal à temps discret, (comme des filtres à capacités commutées ou des CAN à temps discret), sont généralement fondés sur l'échantillonnage direct du signal en tension. À chaque période d'échantillonnage, un signal commande la fermeture d'un interrupteur, reliant une capacité au signal d'entrée. La tension aux bornes de la capacité va suivre celle du signal d'entrée. Puis, à l'instant d'échantillonnage, le signal de commande ouvre l'interrupteur, et la tension aux bornes de cette capacité va rester bloquée. Enfin, cet échantillon va pouvoir être transmis aux étages de réception qui suivent.

Cet échantillonnage direct est très simple, mais est très sensible à la gigue de l'horloge. Si l'instant d'échantillonnage se produit un peu plus tôt ou un peu plus tard que l'instant prévu, la tension échantillonnée sera différente de celle prévue, provoquant une erreur d'échantillonnage. Or avec l'avancée des nœuds technologiques et l'augmentation des fréquences de fonctionnement des circuits, la gigue de phase d'horloge est de plus en plus critique. Donc l'erreur sur l'instant d'échantillonnage direct va aller grandissante.

De plus, plus la pente du signal d'entrée est forte à l'instant d'échantillonnage, plus l'erreur sur l'échantillon sera importante. Cette pente est directement proportionnelle aux fréquences qui composent le signal (41). Or, dans notre objectif d'un échantillonnage RF, c'est un signal à haute fréquence qui va être échantillonné. Donc l'erreur sur la valeur de l'échantillon pris lors de l'échantillonnage direct d'un signal RF sera d'autant plus grande.

Enfin, l'échantillonnage direct nécessite l'ajout de filtres anti-repliements très sélectifs lorsqu'il est utilisé dans le cadre d'un sous-échantillonnage de signaux en bande limités et haute fréquences.

Aussi, les circuits fondés sur l'échantillonnage de l'intégrale d'un courant, également appelés filtres à échantillonnage de charge (FEC) ou échantillonneurs à intégration (en anglais *charge sampling filters* (42), *charge-domain sampler* (2), ou *integration sampler* (43)), ont récemment gagné un intérêt pour une utilisation dans le cadre d'un frontal RF haute fréquence avec échantillonnage direct du signal RF. Ceci est dû à la simplicité de leur architecture et leur capacité à combiner filtrage à temps continu et échantillonnage à haute fréquence, tout en réduisant la sensibilité à la gigue de l'horloge (43).

3.2.1 Fonctionnement de l'échantillonnage de charge

Le principe de fonctionnement de l'échantillonnage de charge peut être décrit sur le schéma élémentaire de la Figure 3.5. Les signaux de commande correspondants sont présentés en Figure 3.6. L'ensemble de son fonctionnement est périodique, de période d'échantillonnage T_s . L'entrée est un signal en courant $i_{in}(t)$. Pour obtenir ce signal en courant, l'étage d'entrée peut être une transconductance G_m comme on le voit sur la Figure 3.5. Au début de la

période d'échantillonnage, le signal CMD_i est à l'état « 0 », l'interrupteur commandé par le signal CMD_i est ouvert. Le signal CMD_r passe à l'état « 1 » durant un court instant T_r , fermant l'interrupteur correspondant sur la capacité C_0 , ce qui provoque sa décharge rapide. Puis, le signal CMD_i passe à l'état « 1 » pendant la durée T_i , appelée période d'intégration. Durant cette période, le courant $i_{in}(t)$ va traverser C_0 . À la fin de cette période, la tension aux bornes de C_0 sera l'intégrale de ce courant $i_{in}(t)$ durant l'intervalle T_i . Puis l'interrupteur commandé par CMD_i s'ouvre, interrompant l'intégration. Le signal CMD_{out} passe ensuite à l'état « 1 » le temps que l'échantillon soit transmis à l'étage suivant. Enfin une nouvelle période d'échantillonnage débute, commençant par la décharge rapide de la capacité.

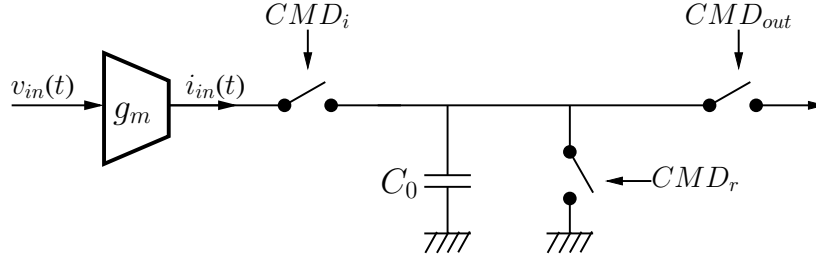


FIG. 3.5 – Schéma d'un FEC élémentaire

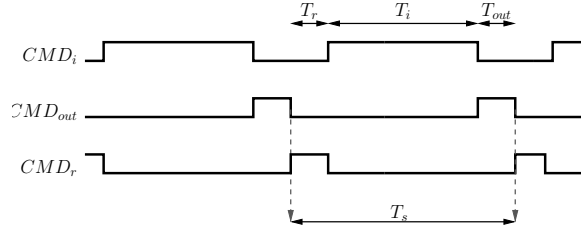


FIG. 3.6 – Horloges de commande d'un FEC élémentaire

En considérant la transconductance comme idéale ($i_{in}(t) = G_m.v_{in}(t)$) et le circuit comme idéal, la tension aux bornes de la capacité à un instant t , lors de la n -ième intégration peut s'écrire :

$$V_{C_0}(t) = \frac{G_m}{C_0} \cdot \int_{nT_s - T_{out} - T_i}^t v_{in}(\tau) d\tau \quad (3.13)$$

À partir de la fin de l'intégration et jusqu'au moment de décharger la capacité C_0 , la tension aux bornes de cette capacité reste constante et vaut :

$$V_{C_0}(nT_s) = \frac{G_m}{C_0} \cdot \int_{nT_s - T_{out} - T_i}^{nT_s - T_{out}} v_{in}(\tau) d\tau \quad (3.14)$$

L'équation 3.14 peut être interprétée comme la convolution temporelle du signal d'entrée $v_{in}(t)$ avec une fonction $h(t)$ (au coefficient G_m/C_0 près), $h(t)$ étant une fonction porte commençant à l'instant T_{out} et de largeur T_i .

$$V_{C_0}(nT_s) = \frac{G_m}{C_0} \cdot v_{in} * h(nT_s) \quad (3.15)$$

Ce processus d'échantillonnage de charge peut être vu comme la succession de deux étapes de traitement du signal : (a) un filtrage à temps continu dû à l'intégration du signal durant une

porte de durée T_i puis (b) un échantillonnage à la fréquence $F_s = 1/T_s$. La fonction filtrage $H(f)$ peut être représentée dans le domaine fréquentiel à l'aide de la transformée de Fourier de la fonction $h(t)$. h étant une fonction porte de support $[T_{out}, T_{out} + T_i]$, sa transformée de Fourier s'écrit :

$$H(f) = \frac{G_m}{C_0} \cdot \frac{\sin(\pi f T_i)}{\pi f} \cdot e^{-j2\pi f \left(\frac{T_i}{2} + T_{out}\right)} \quad (3.16)$$

Sa réponse fréquentielle en amplitude est donnée en **Figure 3.7**. À titre de comparaison, on trace également la réponse fréquentielle d'un échantillonneur en tension possédant la même coupure à 3-dB (coupure due à la constante RC des interrupteurs et à la capacité d'échantillonnage).

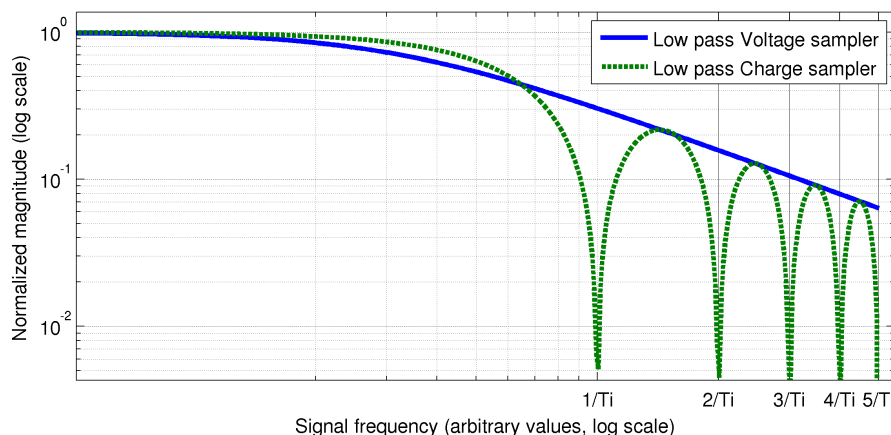


FIG. 3.7 – Réponses fréquentielles en amplitude d'un échantillonneur en tension et d'un intégrateur en courant

On obtient donc un sinus cardinal passe bas avec des zéros à toutes les fréquences multiples de $1/T_i$. On trouve par calcul que sa fréquence de coupure vaut environ $f_{3dB} = 0,44/T_i$, et que le gain DC vaut $G_m T_i / C_0$. Comme pour la réponse de l'échantillonneur en tension (composé d'un filtrage passe-bas de constante RC), les lobes secondaires du sinus cardinal accusent une décroissance de 20 dB/décade. Cependant, à complexité égale, ce sinus cardinal atténue les composantes hautes fréquences bien plus qu'un simple filtre RC, fournissant un meilleur filtrage anti-repliements lors de l'opération de sous-échantillonnage. On remarque de plus que la fréquence de coupure de ce sinus cardinal est définie complètement par T_i . Cette fréquence de coupure est donc configurable et reconfigurable en définissant uniquement la forme du signal de commande. Un autre avantage est que l'on a plus de liberté dans le choix de la capacité d'échantillonnage car sa valeur n'affecte pas, du moins dans une première approximation, la bande passante de l'échantillonnage.

Dans l'état de l'art, l'échantillonnage de charge est utilisé pour traiter des signaux dont la bande passante est faible devant la fréquence d'échantillonnage. Dans ces conditions, sa fonction filtrage est uniquement utilisée pour couper les éventuels bloqueurs qui pourraient se replier sur le signal utile lors de l'échantillonnage. En effet, la période d'intégration T_i et la période T_s d'échantillonnage en sortie sont deux paramètres indépendants. Un filtrage anti-repliement à bande limitée optimal peut être obtenu si on fixe $T_i = T_s$, ce qui place précisément les zéros du sinus cardinal sur les multiples de F_s , supprimant ainsi les éventuelles composantes qui auraient été repliées autour de la fréquence nulle lors de l'échantillonnage.

3.2.2 Circuits basés sur ce principe

Comme ceci a été vu précédemment, en plus de la phase d'intégration, l'échantillonnage de charge élémentaire requiert également une phase de transmission de l'échantillon à l'étage suivant, ainsi qu'une phase de réinitialisation (pour décharger la capacité). Ceci crée une contrainte sur les durées relatives de T_i et T_s , qui est : $T_i \leq T_s - T_r - T_{out}$. Par conséquent, la fréquence d'échantillonnage ($F_s = 1/T_s$) est forcément plus petite que la bande passante ($F_i = 1/T_i$) ce qui peut causer des repliements. Il existe cependant un moyen de réduire le temps T_s , et donc d'augmenter la fréquence d'échantillonnage sans diminuer la durée d'intégration : la solution est d'entrelacer l'opération d'échantillonnage comme le montre la **Figure 3.8**.

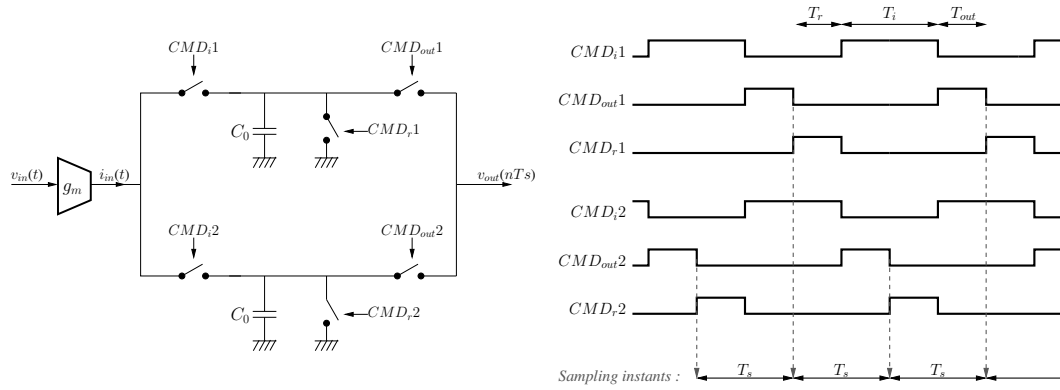


FIG. 3.8 – Échantillonnage de charge entrelacé

Dans l'échantillonnage de charge entrelacé, une capacité intègre le courant pendant que l'autre transmet l'échantillon et se réinitialise. Cet arrangement simple laisse toute une période d'intégration pour les temps de transmission et de reset. La fréquence d'échantillonnage finale est donc telle que $T_s = T_i$, ce qui donne ainsi un placement optimal des zéros du sinus cardinal. Si le système requiert de plus longues périodes d'intégration, de transmission ou de reset à fréquence d'échantillonnage constant, plus de condensateurs peuvent être utilisés en parallèle, mais des problèmes d'appariements entre les voies et de synchronisation risquent d'apparaître. Également un grand nombre de condensateurs d'intégration implique une grande surface sur le circuit. Malgré ces défauts, cette architecture est très utilisée avec deux voies parallèles pour effectuer du filtrage anti-repliement et de l'échantillonnage à une fréquence bien plus haute que la bande passante du signal d'intérêt. L'état de l'art de la section suivante présentera des circuits utilisant cette technique.

Ces architectures d'échantillonnage effectuent donc un filtrage à temps continu passe-bas inhérent. Mais leur nature passe-bas ne les rend pas très utiles dans le cadre de la réception d'un signal passe-bande, comme c'est le cas dans les architectures direct RF. Ce principe d'intégration de charge a été étendu au cas général d'une architecture basée sur un filtrage à réponse impulsionnelle finie (FIR). Le principe d'un filtrage à échantillonnage de charge général avec fonction FIR intégrée est illustré en **Figure 3.9**.

Au lieu de faire une seule longue intégration pour chaque échantillon transmis à l'étage suivant, de nombreux échantillons élémentaires sont intégrés dans la capacité d'échantillonnage au cours d'une période T_s . Chaque échantillon élémentaire est pondéré durant un temps d'intégration de durée T_i en multipliant le signal courant d'entrée par un coefficient h_k (où $k \in \mathbf{N}$ fait référence au k -ième échantillon élémentaire), ou en divisant la valeur de la capacité d'intégration par un coefficient : $C_k = C_0/h_k$. Le temps entre deux échantillons élémentaires

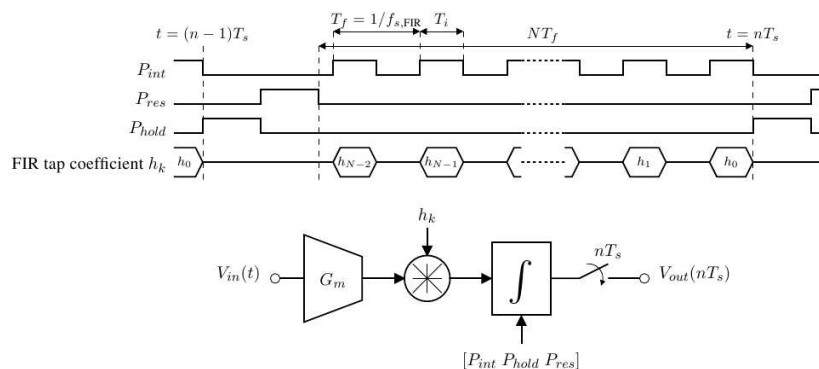


FIG. 3.9 – Échantillonnage de charge avec filtrage FIR inhérent (2)

successifs est T_f . Après l'intégration de N échantillons successifs, la tension aux bornes de la capacité est transmise à l'étage à temps discret qui suit, puis la capacité est déchargée avant de démarrer un nouveau cycle d'échantillonnage.

La réponse temporelle idéale de cet intégrateur durant la n -ième intégration vaut :

$$V_{out}(nT_s) = \frac{G_m}{C_0} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} h_k \cdot \int_{nT_s - kT_f - T_i}^{nT_s - kT_f} v_{in}(\tau) d\tau, \quad (3.17)$$

On en déduit la fonction de transfert idéale de l'échantillonneur :

$$H_{FIR}(f) = \frac{G_m}{C_0} = \frac{1 - e^{-j2\pi f T_i}}{j2\pi f} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} h_k z^{-k} \Big|_{z=e^{j2\pi f T_f}}. \quad (3.18)$$

Deux fonctions filtrage distinctes peuvent être reconnues dans l'équation 3.18. La première partie représente le filtrage continu passe-bas dû à l'intégration du courant sur une porte, la seconde partie représente le filtrage à temps discret dû à la sommation de N échantillons pondérés et retardés. On note que cette fonction filtrage FIR ne dépend que du nombre d'échantillons intégrés N ainsi que des coefficients h_k . Ce FIR peut donc en principe être conçu pour réaliser tout type de fonction filtrage FIR (passe-bas, passe-haut, passe-bande réels ou complexes). La complexité et la précision de la fonction de filtrage est seulement déterminée par la résolution des coefficients h_k et par les imperfections du circuit d'implémentation. Cette architecture peut être implémentée en utilisant un multiplicateur de courant haute vitesse en amont, ou en parallélisant chaque circuit d'intégration avec des valeurs de capacités différentes entre les voies, ou encore en utilisant un circuit avec des capacités rotatives. Cette architecture offre une grande liberté de configuration et de reconfiguration de la fonction filtrage. Toutefois quelle que soit la forme d'implémentation choisie, l'architecture devient très complexe.

Une dernière solution proposée dans la littérature (44) permet une translation de la fonction sinus cardinal vers une bande passante tout en conservant une architecture simple. Cette solution revient à choisir les coefficients h_k égaux successivement à $+1$ et -1 . Les modifications sur le circuit d'intégration de charge sont décrites sur la Figure 3.10. À présent le circuit a une architecture différentielle autour d'un potentiel mode commun V_{cm} . Une transconductance avec une sortie différentielle est utilisée.

Dans l'ensemble de la littérature, ce circuit a été étudié pour une application particulière : la réception d'un signal en bande passante dont la largeur de bande d'intérêt et la fréquence d'échantillonnage sont faibles devant la fréquence centrale du signal. Dans ce contexte particulier qui sera décrit ci-après, on peut considérer que la multiplication du signal RF par

un signal carré à la fréquence F_c est indépendante de l'intégration de la charge. Ceci permet considérer séparément les deux opérations mathématiques associées, ce qui simplifie l'étude. L'analyse du circuit dans le cadre de son application particulière se fait comme suit.

Durant une période d'intégration T_i , de l'ordre de grandeur (et souvent égal à) la fréquence d'échantillonnage, le courant $i_{RFin}(t)$ sortant de la transconductance passe par C_0 alternativement dans le sens positif et dans le sens négatif à la fréquence F_c .

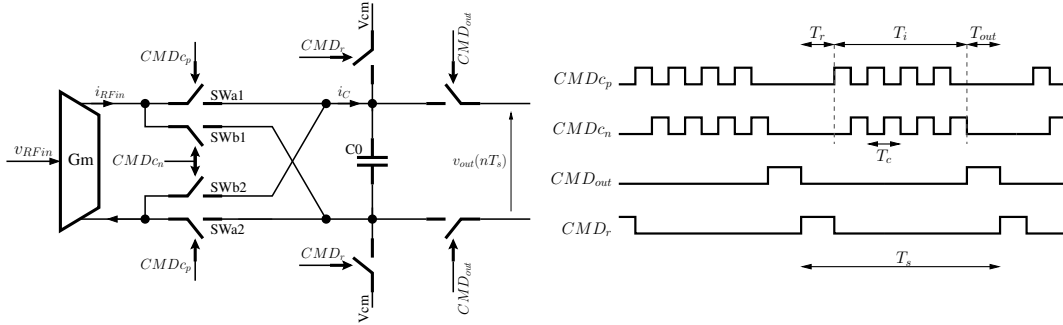


FIG. 3.10 – Schéma de l'Échantillonnage de Charge Passe-bande

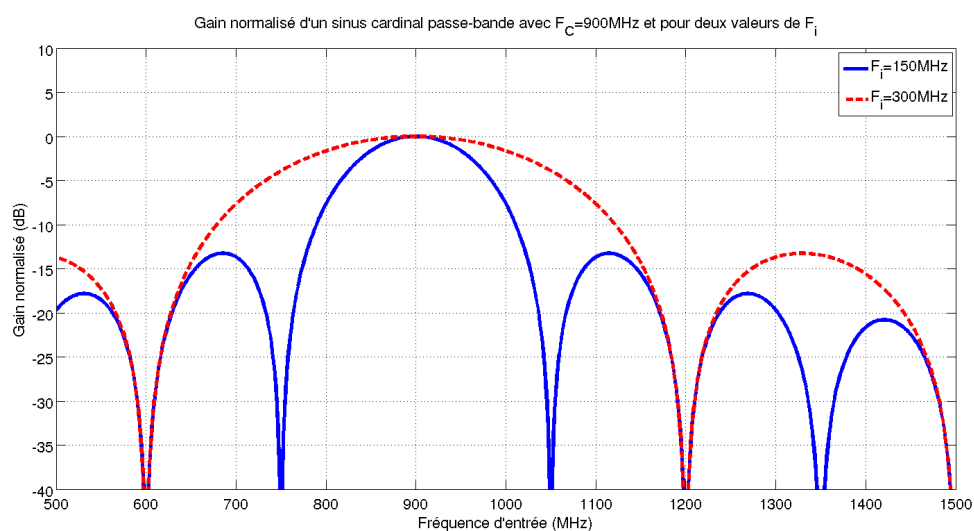
Nous avons donc le signal d'entrée qui est *multiplié* par un signal carré de fréquence F_c puis par la fonction porte $h(t)$ (décrite page 42). La multiplication est associative, donc dans le domaine temporel on peut définir une seule opération qui serait le produit de ces deux opérations. Dans le domaine fréquentiel, la transformée de Fourier $H(f)$ est *convoluée* par des impulsions de Dirac à $\pm\lambda F_c$ (où $\lambda = 1, 3, 5, \dots$), impulsions qui s'atténuent en $\frac{4}{\lambda\pi}$. Ceci produit une fonction de transfert qui est la somme de fonctions sinus cardinal centrées à tous les $\pm\lambda F_c$. Si on sépare le processus de filtrage de celui d'échantillonnage comme on l'a fait en paragraphe 3.2.1, la fonction de transfert devient :

$$H_{ECP}(f) = \frac{G_m}{C_0} \cdot \left(\frac{\sin(\pi(f - F_c)T_i)}{\pi(f - F_c)} + \frac{\sin(\pi(f - 3F_c)T_i)}{\pi(f - 3F_c)} + \dots \right) \cdot e^{-j2\pi f \left(\frac{T_i}{2} + T_{out} \right)} \quad (3.19)$$

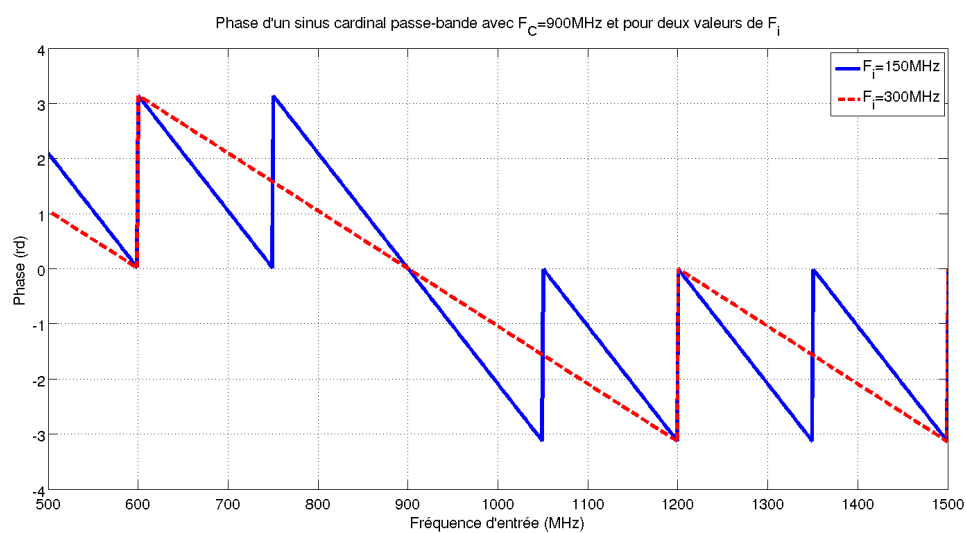
En considérant le premier terme de 3.19, on a un sinus cardinal centré autour de la fréquence F_c , ce qui permet de traiter un signal passe-bande centré en F_c . Les zéros de ce sinus cardinal sont placés à tous les $F_c \pm kF_i$. Le gain de ce sinus cardinal passe-bande est représenté en Figure 3.11 pour deux valeurs de F_i . Dans le cas d'une réception d'un signal dont la largeur de bande est faible devant la valeur de F_c , on va pouvoir échantillonner directement le signal en bande passante. En fixant $T_i = T_s$, les zéros de ce sinus cardinal peuvent être placés précisément de façon à couper les bloqueurs qui auraient pu se replier sur le signal échantillonné.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons été amenés à étudier un cas plus général pour lequel la fréquence centrale du signal étudié est de l'ordre de grandeur de la bande passante et de la fréquence d'échantillonnage. Les simplifications utilisées ici ne sont donc plus valables. Une étude générale du circuit est nécessaire et sera décrite dans la partie 4.2.4.

Ainsi, les architectures pour l'échantillonnage de charge qui ont été présentées dans cette section ont été intégrées dans plusieurs réalisations décrites dans la section suivante.



(a) Gain normalisé



(b) Phase

FIG. 3.11 – Réponse fréquentielle d'un sinus cardinal passe-bande avec $F_C = 900\text{MHz}$ et pour deux valeurs de F_i

3.3 État de l'art

Cette section présente brièvement un état de l'art des réalisations basées sur l'échantillonnage passe-bande RF et les techniques d'échantillonnage de charge.

3.3.1 Récepteurs à échantillonnage RF

La réception à échantillonnage RF et en temps discret a été présentée pour la première fois par Texas Instruments (TI) en 2004. Ce concept a été largement étudié et implémenté par de nombreuses équipes de recherche dans le monde. Le premier récepteur à échantillonnage RF et en temps discret présenté par TI utilisait l'échantillonnage de charge passe-bande combiné avec un filtrage FIR et un filtre IIR du premier ordre pour une application au standards Bluetooth (21), (45). Le schéma des horloges et du circuit de commande est représenté en Figure 3.12. Le partage de charge entre C_H et C_R réalise l'opération de filtrage IIR. L'opération de filtrage FIR est obtenue par la rotation temporelle des capacités C_R . La combinaison de filtrages sinc, FIR et IIR permet de réduire le repliement du bruit lors de l'échantillonnage.

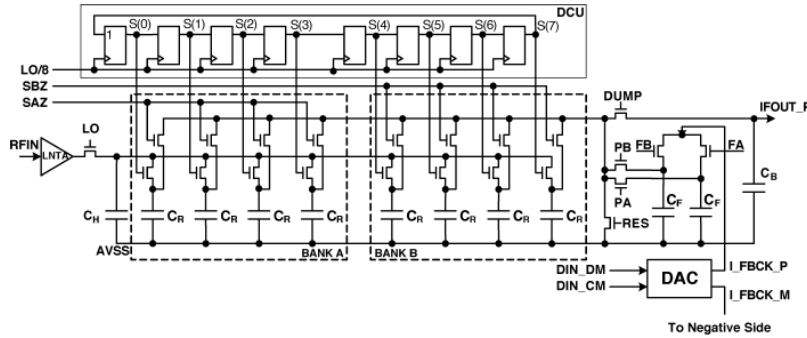


FIG. 3.12 – Le premier récepteur à échantillonnage RF et à temps discret

Texas Instruments a appliqué ce concept pour la conception d'un récepteur quadri-bandes GSM/GPRS totalement intégré en technologie 90nm (46), (47). L'ensemble des traitements de démodulation, sous-échantillonnage, filtrage et conversion analogique-numérique se fait en analogique temps discret. Le filtrage anti-repliement a été implémenté avec un FEC du premier ordre.

En 2005, l'équipe d'Abidi (UCLA) a proposé un récepteur passe-bande à temps discret utilisant le même concept de FEC, de sous-échantillonnage et de filtrage FIR/IIR que celui introduit par Texas Instruments. La nouveauté de cette architecture, présentée en Figure 3.13, est qu'elle embarque un amplificateur faible bruit paramétrable (48) et un FEC du second ordre (49). Tout d'abord, la méthodologie pour la définition de l'architecture SDR a été décrite par Abidi (14), puis un circuit fondé sur cette architecture SDR a été proposé (50).

STMicroelectronics a par la suite proposé un récepteur à échantillonnage RF en temps discret en technologie CMOS pour le standard GSM. La principale innovation de ce circuit est qu'il ne sous-échantillonne pas vers la bande de base comme les récepteurs RF classiques, mais vers une fréquence intermédiaire faible à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Les détails sur l'architecture faible-IF sont donnés dans le Chapitre 1. Le circuit est présenté en Figure 3.14.

Il est intéressant de noter que toutes les architectures présentées précédemment, et qui ont été conçues dans l'optique de reconfigurabilité, ne supportent qu'un seul standard de com-

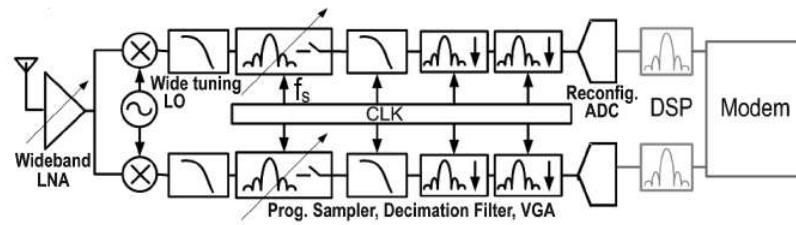


FIG. 3.13 – Récepteur pour SDR proposé par l'équipe d'Abidi

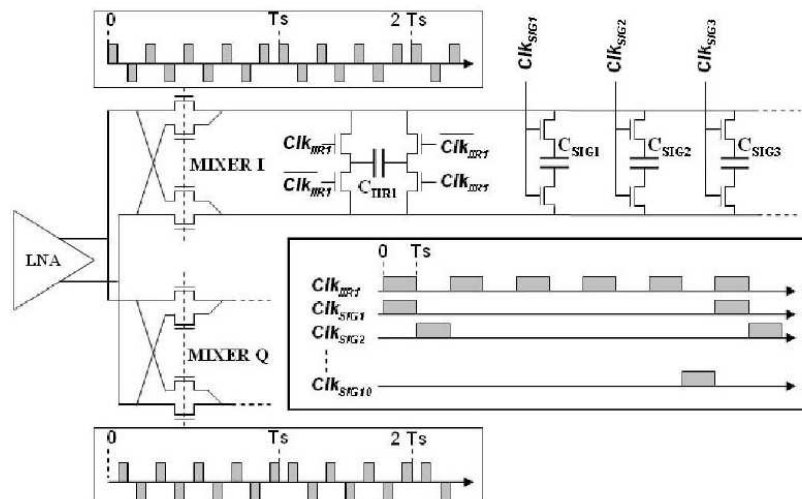


FIG. 3.14 – Récepteur $F_s/2$ avec Filtre à ECP proposé par STMicroelectronics

munications. En effet, pour qu'un récepteur puisse traiter de nombreux standards, il faut que tous les éléments de la chaîne de réception puissent se reconfigurer en fonction des spécifications de chaque standard. Or, à cette époque les étapes de CAN et de traitement numérique ne proposaient pas encore de reconfigurabilité suffisante pour permettre de concevoir des récepteurs reconfigurables ou multimodes. Depuis 2007, de nombreux travaux ont porté sur la proposition de circuits reconfigurables pour le traitement de plusieurs standards. Latiri (51) a proposé une architecture de récepteur reconfigurable GSM/WiFi basé sur un échantillonnage RF. Jabbour et Al. (52) ont proposé un CAN versatile multivoies adapté à une réception multimodes. Suivant le mode visé (GSM/EDGE, UMTS/DVB-T, WiFi/WiMax), le convertisseur adapte ses paramètres de conversion (bande de fréquence traitée, résolution, fréquence d'échantillonnage). Ensuite, des travaux récents ont proposé des architectures (53) ou même des plateformes réalisées (54) reconfigurables multistandards adaptées à la SDR. Enfin, comme il est décrit dans le chapitre d'introduction, de nombreux travaux portent actuellement sur la mise en place de futurs standards de radio logicielle ou opportuniste. Dans ce contexte ces standards requièrent des frontaux RF intégrés et hautement flexibles (13).

3.3.2 Récepteurs à échantillonnage de charge

Dès 2000, Gang Xu et Jiren Yuan ainsi que Karvonen se sont intéressées au circuit à échantillonnage de charge. Gang Xu et Jiren Yuan (Lund, Suède) se sont principalement intéressés aux aspects théoriques sur le fonctionnement de l'échantillonnage de charge (55), (42). Dès 2000, ils présentent les esquisses mathématiques d'un échantillonnage de charge passe-bande (56). Malgré l'implémentation d'un intégrateur de charge avec filtrage FIR (57), ils se sont limités à des études systèmes pour la démonstration des atouts de l'échantillonnage de charge face à l'échantillonnage en tension classique.

Karvonen (Oulu, Finland) s'est, lui, intéressé dès le début à une implémentation dans le cadre d'un filtrage FIR. Il propose un mélangeur à sous-échantillonnage avec filtrage FIR passe-bande basé sur de l'échantillonnage de charge (58), et en particulier met en avant ses atouts d'atténuation des repliements du bruit (59). Il s'intéresse à l'effet de la gigue de phase sur la fonction de transfert de l'échantillonnage de charge (60), puis en 2006 réalise un échantillonneur en quadrature avec fonctions filtrages FIR et IIR intégrées. Le circuit est basé sur deux voies I et Q en quadrature, chacune comprenant deux intégrations afin d'avoir $T_i = T_s$ et afin d'obtenir un filtrage anti-repliement (voir page 44). Le filtrage IIR est basé sur le partage de charge entre deux capacités (la théorie sur ce point est détaillée par (43)), et le filtrage FIR est basé sur la rotation de capacité (61), (62).

Au sujet de l'étude des effets de la gigue de phase, après l'étude de Karvonen (60) et celle de Xu (42), Cenkerammadi (Trondheim, Norvège) s'y est intéressé (41) pendant la conception de leur amplificateur à échantillonnage de charge (63) pour l'imagerie médicale. L'étude théorique plus poussée sur cet effet de la gigue a été présentée dans leur article de 2009 (64). Dans tous ces travaux sur les effets de la gigue de phase, l'entrée est un signal sinusoïdal dont la fréquence parcourt la plage allant du continu jusqu'à quelques multiples de la fréquence d'échantillonnage. Le SNR est ici calculé comme le rapport entre la puissance du signal et la puissance totale de bruit sur la plage allant du continu jusqu'à la fréquence de Nyquist. Ceci peut être valable dans des applications en bande étroite devant la fréquence d'échantillonnage, mais pas pour des applications de SDR. En effet, premièrement, ce n'est pas la distorsion propre du signal d'entrée qui va être critique, mais plutôt celle due aux signaux bloqueurs éventuels. Deuxièmement, c'est uniquement la portion du bruit de gigue tombant dans la bande passante qui va être gênante. Dans le cadre de leurs travaux sur la SDR, l'équipe

d'Abidi a mis en avant ce point et a proposé une étude système différente et adaptée à la SDR, et qui montre que le FEC est exceptionnellement robuste à la gigue de phase (43).

3.4 Intégration des FEC dans les BFH

Dans cette thèse, nous proposons l'utilisation de filtres ECP comme filtres analogiques et échantillonneurs d'un CAN à Bancs de Filtres Hybrides (BFH) décrit en [Chapitre 2](#).

Les circuits BFH actuellement proposés utilisent des filtres résonateurs classiques de type RLC comme filtres analogiques d'« analyse ». Ils sont adaptés aux applications grande vitesse et permettent un bon rapport signal sur bruit, mais sont difficilement reconfigurables et deviennent de plus en plus imprécis avec l'avancée des technologies, ce qui est problématique car la conversion parallèle est très sensible aux imperfections analogiques. On propose donc que les filtres analogiques des BFH soient maintenant des Filtres ECP. Les atouts de cette implémentation sont décrits ci-après :

1. Le premier avantage de ce type de circuit dans le cadre de radio logicielle est la simplicité de son architecture : uniquement des interrupteurs et des capacités en plus de l'amplification de charge. Ceci permet une intégration directe en technologie CMOS standard, la même que celle utilisée par la partie numérique. Cette intégration monolithique va dans le sens d'une réduction de surface, de consommation et de coût de circuit. Cette nécessité de simplifier la partie analogique est d'autant plus cruciale dans le cadre de BFH, où le nombre d'éléments analogiques est directement proportionnel au nombre de voies.
2. Le second atout est la versatilité. La fonction de transfert est définie uniquement par la forme du signal de commande. Ainsi, avec une même structure sur chaque voie, il est possible de configurer et reconfigurer des fonctions de transfert analogiques différentes.
3. L'intérêt de cette architecture augmente avec l'avancée des technologies. En effet, avec l'évolution des nœuds technologiques, les fréquences d'échantillonnages et celles des signaux de commande ont tendance à augmenter. Ceci permet à ces filtres ECP de traiter des bandes de fréquence plus larges et d'augmenter encore la versatilité des fonctions de transfert, comme nous le verrons dans le chapitre suivant. De plus, avec l'avancée des nœuds technologiques la gigue d'horloge commence à être un point critique. Or il a été montré que, dans le cadre de la SDR, l'ECP est plus résistant à la gigue d'horloge que l'échantillonnage classique en tension (43).

Les travaux décrits dans ce manuscrit ont donc porté sur l'étude de l'intégration des filtres ECP comme filtres analogiques des BFH. La première innovation a été d'adapter ces filtres échantillonneurs à une utilisation large bande. En effet, dans l'état de l'art, tous les travaux sur les filtres ECP sont envisagés pour le filtrage anti-repliement et le sous-échantillonnage d'un signal passe-bande de largeur de bande réduite devant la fréquence d'échantillonnage.

Dans le cadre des BFH l'application est très différente. La bande traitée est maintenant de l'ordre de grandeur de la fréquence d'échantillonnage, et même souvent supérieure. Les repliements du signal sur lui-même sont traités par le fonctionnement du Banc de Filtres Hybrides (voir chapitre précédent sur les BFH). Les BFH dans leur nouvelle utilisation ont été modélisés au niveau système, puis nous avons étudié le modèle de BFH incluant ces modèles au niveau système. Les filtres analogiques ont été modélisés et étudiés au niveau électrique. Les contraintes de réalisation des BFH et de leur circuit de génération ont été mises en avant, et des critères sur les formes des signaux de commandes et sur les paramètres du circuit ont été définies et remontées dans l'étude système. Une architecture a été sélectionnée, qui est

un compromis entre performances système et contraintes électriques de réalisations. Un outil d'extraction de la fonction de transfert du modèle électrique bas niveau de ce filtre analogique a été mis en place, afin d'inclure cette fonction de transfert simulée dans le modèle BFH et de travailler avec des formes de filtrages réalistes. Les performances finales du BFH optimisé aux niveaux systèmes et électriques ont été mesurées. Cette architecture proposée, les simulations et les études effectuées sont décrites dans les prochains chapitres.

Chapitre 4

Solution proposée

4.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, le parallélisme, qui consiste à convertir le signal sur plusieurs voies et à recombinaison les signaux obtenus, permet d'augmenter la vitesse de conversion et donc la largeur de bande convertie, tout en augmentant la consommation seulement de façon quasi-linéaire.

La solution de Conversion Analogique-Numérique (CAN) parallèle nommée Bancs de Filtres Hybrides (BFH), décrite dans le [Chapitre 2](#) est une solution prometteuse pour la radio logicielle. En plus des atouts du parallélisme décrits ci-dessus, les BFH permettent la focalisation spectrale, ainsi que la réduction de la complexité de la partie analogique ([16](#)). Les circuits actuellement proposés utilisent comme filtres analogiques d'« analyse » des filtres résonateurs. Ils sont adaptés aux applications grande vitesse et offrent un bon rapport signal sur bruit, mais sont difficilement reconfigurables et deviennent de plus en plus imprécis avec l'avancée des technologies. Ceci est problématique car la conversion parallèle est très sensible aux imperfections analogiques ([16](#)).

Dans cette thèse nous proposons l'utilisation de filtres à échantillonnage de charge passe-bande (ECP) comme filtres analogiques dans les BFH. Ces filtres et leur état de l'art ont été décrits dans le [Chapitre 3](#). La première partie de ce chapitre détaille l'architecture proposée. Puis une deuxième partie présentera les atouts de cette architecture ainsi que les spécifications définies dans le cadre du projet. Nous décrirons ensuite le modèle de filtrage ECP adapté aux BFH ainsi que le calcul de sa fonction de transfert théorique. Nous exposerons ensuite les questionnements menés sur la génération des signaux qui commandent l'ECP, et les contraintes que cela implique sur les fonctions de transfert. Nous présenterons enfin plusieurs études système étudiant l'impact de certaines imperfections sur les performances de l'architecture proposée.

4.1.1 Présentation de l'architecture proposée

L'architecture proposée est schématisée en [Figure 4.1](#). Elle suppose tout d'abord l'utilisation en amont d'un filtre dit antirepliement (FAR) sélectionnant l'ensemble de la bande à traiter. Ce filtre permet d'éviter que des signaux hors-bande se replient sur le signal utile lors de l'échantillonnage. Dans nos travaux, où nous nous sommes fixés de pouvoir sonder la bande $[470; 790]$ MHz, il faudrait que ce filtre RF soit passe-bande sur cette bande très large, et soit suffisamment sélectif sur les bords pour être capable d'éliminer des bloqueurs proches. Habituellement, les filtres RF sont conçus pour sélectionner un seul standard. Les

technologies les plus courantes sont les filtres électro-acoustiques (filtres BAW et SAW). Ils sont très sélectifs, mais pour une bande très fine. Le développement de filtres RF large bande sera un point critique pour le développement des futurs standards cognitifs. Cependant des travaux portent actuellement sur la suppression des filtres RF. Cette suppression irait dans le sens d'une diminution de la part analogique dans l'architecture de réception RF et d'une diminution de l'hétérogénéité des circuits RF. Dans le [paragraphe 4.4.1](#) de ce chapitre, une étude portera sur les effets de l'imperfection du FAR sur les performances du circuit.

L'architecture sélectionnée suppose également l'implémentation d'une transconductance, souvent intégrée à un amplificateur faible bruit à transconductance (LNTA).

À la sortie de la transconductance, le signal est transmis à un banc de filtres hybride (BFH). Le signal est filtré via un banc de filtres analogiques puis échantillonné. Dans cette thèse, nous proposons l'utilisation de filtres ECP pour réaliser les fonctions de filtrage analogique des BFH (filtres « d'analyse ») et d'échantillonnage. Après échantillonnage, le signal de chaque voie est quantifié par un CAN puis suréchantillonné avant d'être filtré par un filtre FIR numérique. Les signaux obtenus sont finalement additionnés pour reconstruire le signal large bande.

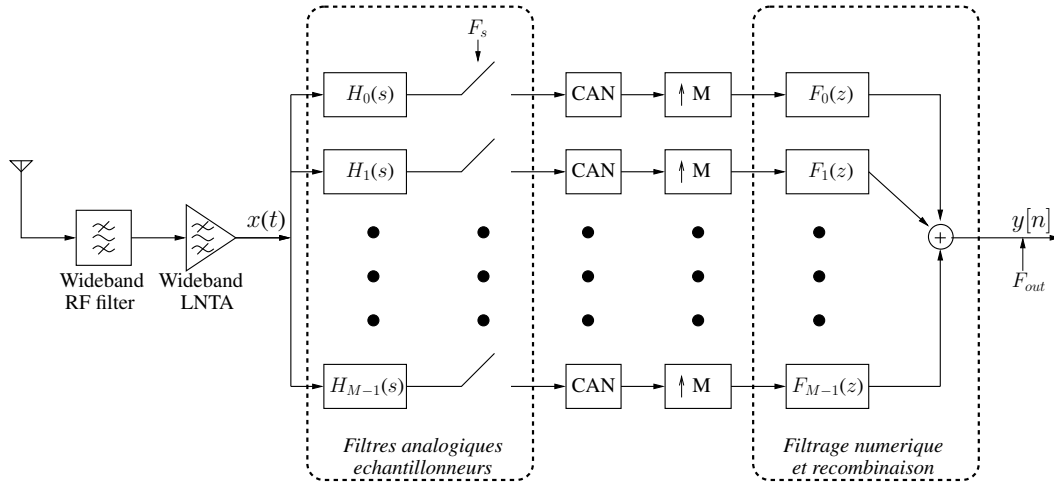


FIG. 4.1 – Schéma général de l'architecture proposée

La transconductance peut être commune à toutes les voies ou il peut y avoir une transconductance par voie. Les deux choix sont présentés en [Figure 4.2\(a\)](#) et [Figure 4.2\(b\)](#). Dans un modèle théorique, cela n'a pas d'influence sur le reste du circuit. En pratique, placer une transconductance par voie semble préférable car cela permet d'isoler les voies les unes par rapport aux autres et de réduire les contraintes sur cette étape d'amplification faible bruit.

Les filtres ECP et les quantificateurs sont commandés par plusieurs signaux logiques générés par une unité de contrôle numérique (UCN), comme le montre la [Figure 4.3](#). Les détails de conception de l'UCN seront exposés dans la [Section 4.3](#) de ce chapitre.

Un filtre ECP comme celui décrit au [Chapitre 3](#) combine filtrage et échantillonnage. Il est uniquement composé d'interrupteurs et d'une capacité. Son fonctionnement détaillé est décrit dans la [Section 4.2](#). Le filtre ECP de la voie i est commandé par trois signaux logiques de commande périodiques de période T_s : CMD_{Ci_p} , CMD_{Ci_n} et CMD_r . Leurs formes seront décrites dans la suite. Le quantificateur qui suit est commandé par une horloge à la fréquence F_s et échantillonné à cette fréquence.

Les signaux CMD_{Ci_p} et CMD_{Ci_n} diffèrent d'une voie à l'autre de manière à obtenir la diversité des fonctions de transfert entre les voies. (Une diversité par exemple nécessaire à un

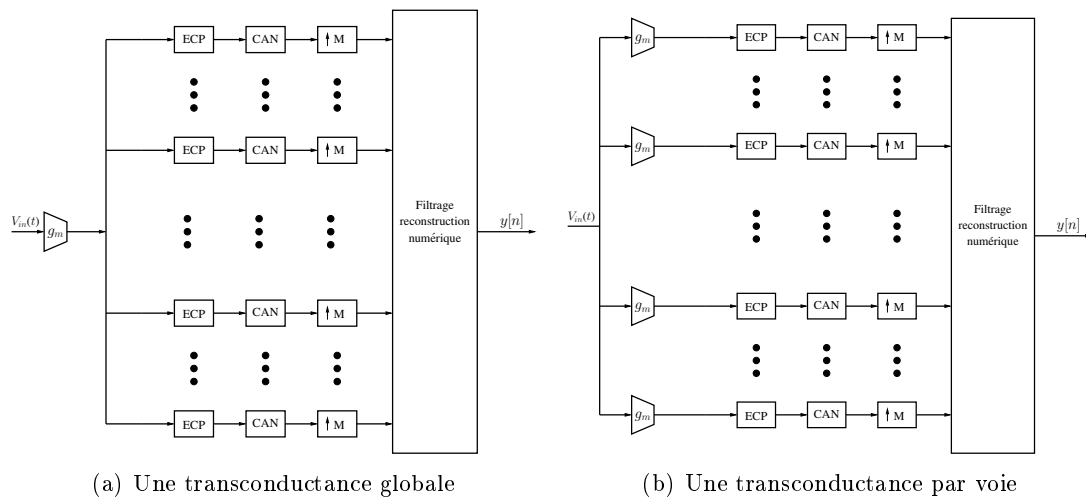


FIG. 4.2 – Architecture générale du système suivant le choix de transconductance

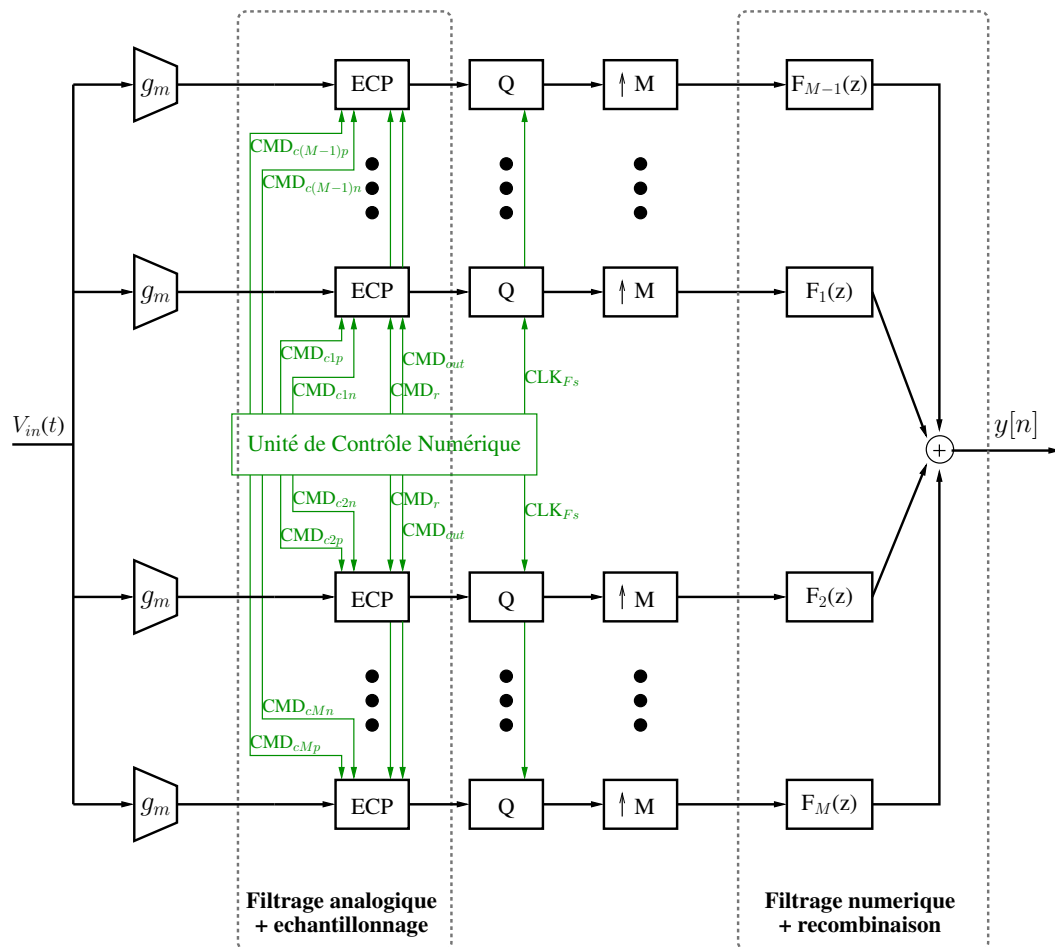


FIG. 4.3 – Schéma détaillé de l'architecture proposée

bon fonctionnement de l'algorithme de synthèse des BFH (16).

Les signaux CMD_r et CLK_{Fs} sont présentés en Figure 4.3 comme identiques pour toutes les voies. Cela signifie que les CAN convertissent les voies de façon synchrone. Mais il est également possible de retarder l'ensemble des signaux de commande de certaines voies, d'un retard équivalent à une portion de T_s (période d'échantillonnage). Par exemple pour chaque voie k allant de 1 à M , retarder les signaux de commande de cette voie d'un temps $(k-1)T_s/M$ donnerait au circuit un comportement d'entrelacement temporel.

4.1.2 Atout de ce circuit au regard des spécifications

Cette nouvelle architecture répond aux spécifications décrites au Chapitre 1 pour un terminal mobile dans un contexte de radio cognitive. Elle permet la réalisation de récepteurs multivoie avec intégration monolithique en technologie CMOS avancée. De plus, la fonction de transfert de la partie analogique est hautement versatile et peut traiter des bandes de fréquences larges.

4.2 Fonctionnement et modèle théorique de l'ECP adapté aux BFH

Cette section va décrire le fonctionnement de l'ECP dans une application aux BFH, ainsi que sa modélisation et le calcul de sa fonction de transfert. On considère pour le moment les différents éléments du circuit (LNTA, interrupteurs, capacité) comme idéaux. L'étude des effets de leurs imperfections sera décrite plus loin dans ce document. Le schéma de l'ECP est présenté en Figure 4.4.

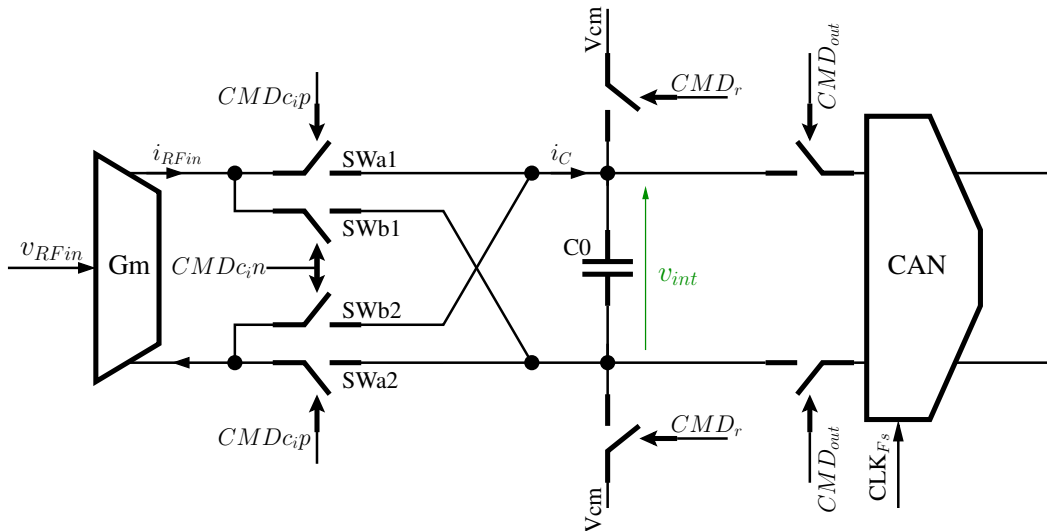


FIG. 4.4 – Schéma de l'ECP

4.2.1 Présentation du fonctionnement

Le signal d'entrée est v_{RFin} . Dans notre projet il est limité à la bande $[420; 840]$ MHz. La Figure 4.4 représente le schéma du filtre ECP d'une voie. La Figure 4.5 représente un schéma

général des signaux qui le commandent. La sortie du LNTA (de transconductance G_m) est le courant i_{RFin} . On note T_s la période d'échantillonnage, tous les signaux de commande d'une voie k sont donc périodiques de période T_s . Une période d'échantillonnage se décompose en trois phases de fonctionnement :

1. La première étape de la période d'échantillonnage est la décharge de la capacité C_0 d'intégration, qui est chargée par l'échantillon de la période précédente. Ceci se fait durant un temps T_r pendant lequel le signal CMD_r passe à l'état « 1 » ce qui ferme les bornes de la capacité sur une même tension de mode commun, décharge la capacité et réinitialise v_{int} à 0.
2. La deuxième étape correspond à l'intégration d'un signal de courant dans la capacité. Durant un temps T_i , les signaux $\text{CMD}_{C_{i_p}}$ et $\text{CMD}_{C_{i_n}}$ vont basculer alternativement à la fréquence F_c . Par conséquent, durant cette même période T_i , les quatre interrupteurs SW_x , commandés deux à deux par les signaux $\text{CMD}_{C_{i_p}}$ et $\text{CMD}_{C_{i_n}}$ se ferment alternativement à la fréquence F_c . Le courant i_{C_0} passant dans la capacité C_0 correspond au signal i_{RFin} sortant de la transconductance mais multiplié par le signe de $\text{CMD}_{C_{i_p}} - \text{CMD}_{C_{i_n}}$.
3. À la fin du temps T_i et durant une durée t_0 , les interrupteurs SW_x sont tous ouverts. Durant cette période la tension v_{int} aux bornes de la capacité C_0 reste constante et sa valeur est proportionnelle à l'intégrale du courant ayant traversé C_0 durant T_i (cf. [Section 4.2.2](#) ci-après). Cette valeur est « lue » par le CAN en sortie durant un temps T_{out} . Cette valeur est donc prise comme échantillon et quantifiée par le CAN. La fin du temps T_{out} marque la fin de la période d'échantillonnage.

Le cycle d'échantillonnage recommence finalement avec une nouvelle décharge de la capacité.

La succession des échantillons forme le signal $v_{\text{int}}(nT_s)$ qui résulte d'un filtrage et d'un échantillonnage du signal i_{RFin} . Le calcul de la fonction de transfert correspondante est détaillé dans le paragraphe suivant. Celle-ci, proche d'un sinus cardinal transposé en bande passante, dépend de la forme des signaux de commande et en particulier des paramètres T_i et T_c .

4.2.2 Échantillonnage et pseudo-réponse impulsionnelle

À tout instant t , le courant sortant du LNTA idéal vaut

$$i_{\text{RFin}}(t) = G_m v_{\text{RFin}}(t). \quad (4.1)$$

Nous nous intéressons au comportement périodique du circuit, de période T_s . En dehors du temps T_i les quatre interrupteurs SW_x sont ouverts et le courant i_{C_0} est nul. Durant le temps T_i le signe du courant i_{C_0} dépend de l'état des interrupteurs SW_x . On note s la fonction définie par $s(t) = \text{signe}(\text{CMD}_{C_{i_p}}(t) - \text{CMD}_{C_{i_n}}(t))$ pour $t \in [0; T_s]$ et nulle ailleurs. Un exemple de fonction s est représenté en [Figure 4.6](#).

À tout instant t compris entre $(n-1)T_s$ et nT_s on a :

$$i_{C_0}(t) = i_{\text{RFin}}(t)s(t - (n-1)T_s). \quad (4.2)$$

Au début de la période d'échantillonnage, la charge de la capacité C_0 est réinitialisée durant le temps T_r . À la fin de cette phase, la tension aux bornes de la capacité est nulle :

$$v_{\text{int}}((n-1)T_s + T_r) = 0. \quad (4.3)$$

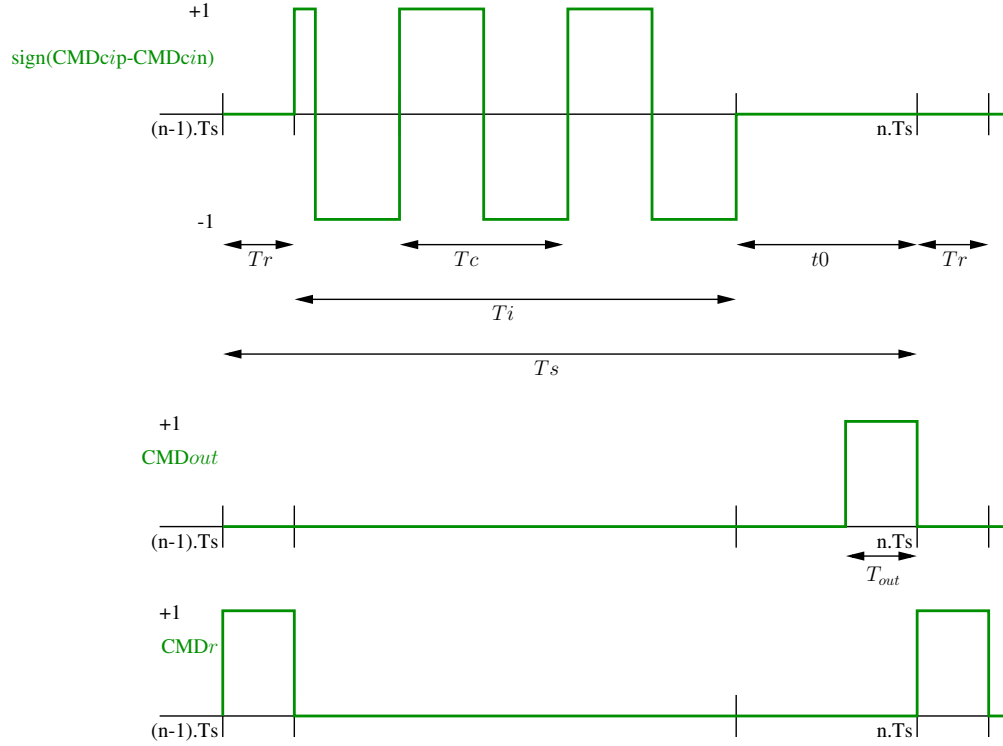


FIG. 4.5 – Schéma général des signaux de commande d'une voie. (a) $s(t) = \text{signe}(\text{CMD}_{Cip}(t) - \text{CMD}_{Cin}(t))$; (b) CMD_{out} ; (c) CMD_r

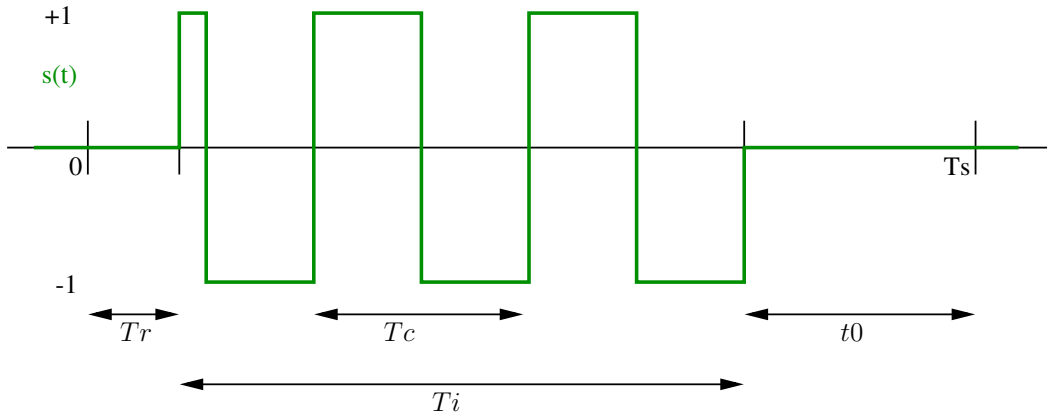


FIG. 4.6 – Un exemple de fonction s

Pendant la phase d'intégration, la tension v_{int} aux bornes de C_0 à un instant $(n-1)T_s + T_r + \tau$ vaut

$$v_{\text{int}}((n-1)T_s + T_r + \tau) = \frac{1}{C_0} \int_{(n-1)T_s + T_r}^{(n-1)T_s + T_r + \tau} i_{C_0}(t) dt. \quad (4.4)$$

À partir de la fin du temps T_i d'intégration, le courant passant dans C_0 est nul, donc v_{int} reste constant. Pour $\tau \in [T_i; T_i + T_{\text{out}}]$, on a :

$$v_{\text{int}}((n-1)T_s + T_r + \tau) = v_{\text{int}}((n-1)T_s + T_r + T_i) = \frac{1}{C_0} \int_{(n-1)T_s + T_r}^{(n-1)T_s + T_r + T_i} i_{C_0}(t) dt. \quad (4.5)$$

C'est cette valeur de v_{int} qui sera acquise comme échantillon par le CAN.

En combinant les équations (4.1), (4.2) et (4.5), la valeur de l'échantillon à nT_s vaut

$$v_{\text{int}}(nT_s) = v_{\text{int}}((n-1)T_s + T_r + T_i) = \frac{G_m}{C_0} \int_{(n-1)T_s + T_r}^{(n-1)T_s + T_r + T_i} v_{\text{RFin}}(t) s(t - (n-1)T_s) dt. \quad (4.6)$$

Comme $s(t)$ est nulle en dehors de $[T_r; T_r + T_i]$, on peut étendre l'intégrale jusqu'à nT_s :

$$v_{\text{int}}(nT_s) = \frac{G_m}{C_0} \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} v_{\text{RFin}}(t) s(t - (n-1)T_s) dt. \quad (4.7)$$

Nous avons défini les échantillons de sortie en fonction du signal d'entrée et de la forme des signaux de commande. Nous allons maintenant décomposer mathématiquement cette opération en deux étapes : la mise en forme du signal par une fonction filtrage, puis un échantillonnage. Pour calculer la fonction de transfert du filtrage, nous allons faire apparaître une fonction qui joue le rôle de réponse impulsionnelle.

4.2.3 Pseudo-réponse impulsionnelle

Nous continuons ici à considérer les interrupteurs comme idéaux. Le filtre ECP est un système *linéaire* mais *variant dans le temps* car, durant un cycle d'échantillonnage, il passe par de multiples « états » suivant l'état ouvert ou fermé de chaque interrupteur. Par conséquent la sortie du filtre n'est pas simplement la convolution de son entrée avec une réponse impulsionnelle. Cependant pour ce type de circuit, on peut définir une fonction h qui, convoluée avec le signal d'entrée, permette d'obtenir le signal filtré par l'ECP. On nomme cette fonction « Pseudo-Réponse Impulsionnelle » (PRI). On la trouve aussi en anglais sous le nom *Impulse Sensitivity Function* (65).

Soit la fonction h telle que $h(T_s - t) = s(t)$. Un exemple est représenté en Figure 4.7.

En faisant apparaître h dans l'équation (4.7) on obtient :

$$v_{\text{int}}(nT_s) = \frac{G_m}{C_0} \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} v_{\text{RFin}}(t) \cdot h(nT_s - t) dt \quad (4.8)$$

On effectue un changement de variables en posant $t = nT_s - \tau$:

$$v_{\text{int}}(nT_s) = -\frac{G_m}{C_0} \int_{T_s}^0 v_{\text{RFin}}(nT_s - \tau) \cdot h(\tau) d\tau = +\frac{G_m}{C_0} \int_0^{T_s} v_{\text{RFin}}(nT_s - \tau) \cdot h(\tau) d\tau \quad (4.9)$$

Comme h est nulle en dehors de $[0; T_s]$ on peut étendre l'intégrale jusqu'à $[-\infty; +\infty]$ et on obtient la définition de la convolution :

$$v_{\text{int}}(nT_s) = \frac{G_m}{C_0} \int_{-\infty}^{\infty} v_{\text{RFin}}(nT_s - \tau) \cdot h(\tau) d\tau = \frac{G_m}{C_0} \cdot (v_{\text{RFin}} * h)(nT_s) \quad (4.10)$$

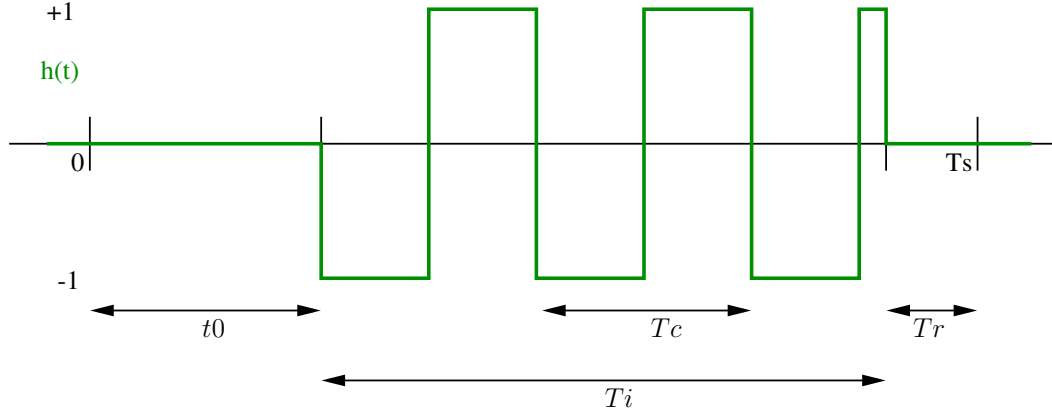


FIG. 4.7 – Pseudo-réponse impulsionnelle

Cette opération d'échantillonnage de charge passe-bande peut donc être vue comme la convolution du signal d'entrée avec la fonction h qui dépend de la forme des signaux de commande, suivie d'un échantillonnage.

La partie filtrage de cette opération peut être représentée par une fonction de transfert dont le calcul est présenté ci-dessous.

4.2.4 Calcul de la fonction de transfert

La convolution dans le domaine temporel d'un signal d'entrée avec une fonction $h(t)$ équivaut dans le domaine fréquentiel à la multiplication par une fonction $H(\omega)$, transformée de Fourier de h :

$$v_{\text{int}}(t) = \frac{G_m}{C_0} \cdot (v_{\text{RFIn}} * h)(t) \quad \mapsto \quad V_{\text{int}}(\omega) = \frac{G_m}{C_0} V_{\text{RFIn}}(\omega) H(\omega), \quad (4.11)$$

où V_{int} est la transformée de Fourier de v_{int} et V_{RFIn} celle de v_{RFIn} . D'après l'équation (4.10), $H(\omega)$ correspond donc à la réponse fréquentielle du filtre ECP, pour le signal de sortie v_{int} échantillonné.

Décrivons dans un premier temps une fonction h dont un exemple est représenté en [Figure 4.7](#). Soit D le nombre de demi-périodes entières de T_c que contient le temps T_i :

$$D = \left\lfloor \frac{T_i}{T_c/2} \right\rfloor, \quad (4.12)$$

on peut écrire $h(t)$ comme :

$$\begin{aligned} h(t) = & \left[u\left(t - T_{\text{out}}\right) - u\left(t - T_{\text{out}} - \frac{T_c}{2}\right) \right] - \left[u\left(t - T_{\text{out}} - \frac{T_c}{2}\right) - u\left(t - T_{\text{out}} - T_c\right) \right] \\ & + \dots + (-1)^{D-1} \left[u\left(t - T_{\text{out}} - (D-1)\frac{T_c}{2}\right) - u\left(t - T_{\text{out}} - D\frac{T_c}{2}\right) \right] \\ & + (-1)^D \left[u\left(t - T_{\text{out}} - D\frac{T_c}{2}\right) - u\left(t - T_{\text{out}} - T_i\right) \right] \end{aligned} \quad (4.13)$$

où $u(t)$ est la fonction « Échelon unité » ou fonction de Heaviside. Chacun des $D + 1$ termes entre crochets correspond à un créneau de h . Calculons d'abord la transformée de Fourier

du premier terme, les $D - 1$ termes suivants correspondant au même créneau (largeur $T_c/2$) retardé d'un ou plusieurs $T_c/2$:

$$\begin{aligned} \left[u(t - T_{\text{out}}) - u\left(t - T_{\text{out}} - \frac{T_c}{2}\right) \right] \\ \mapsto \left[\frac{e^{-j\omega T_{\text{out}}}}{j\omega} - \frac{e^{-j\omega(T_{\text{out}} + \frac{T_c}{2})}}{j\omega} \right] = e^{-j\omega(T_{\text{out}} + \frac{T_c}{4})} \frac{T_c}{2} \text{sinc}\left(f \frac{T_c}{2}\right), \end{aligned}$$

en prenant pour définition du sinc celle de Matlab :

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}.$$

Nous utilisons cette définition car nous recherchons une expression de la fonction de transfert qui pourra être utilisée pour le calcul numérique des filtres de synthèse optimaux par la méthode de synthèse (cf. [Section 2.2](#)). Nous prenons donc soin d'utiliser une expression qui limitera les erreurs numériques (voir également ci-dessous).

Le dernier terme est un créneau de largeur $T_i - DT_c/2$, sa transformée de Fourier se calcule de manière similaire à celle du premier terme, soit :

$$\begin{aligned} \left[u\left(t - T_{\text{out}} - D\frac{T_c}{2}\right) - u(t - T_{\text{out}} - T_i) \right] \\ \mapsto e^{-j\omega(T_{\text{out}} + \frac{T_i}{2} + D\frac{T_c}{4})} \left(T_i - D\frac{T_c}{2}\right) \text{sinc}\left[f\left(T_i - D\frac{T_c}{2}\right)\right] \end{aligned}$$

Finalement, on obtient :

$$\begin{aligned} H(j\omega) = e^{-j\omega(t_0 + \frac{T_c}{4})} \cdot \frac{T_c}{2} \text{sinc}\left(f \frac{T_c}{2}\right) \cdot \left[1 - e^{-j\omega \frac{T_c}{2}} + \dots + (-1)^{D-1} e^{-j\omega(D-1) \frac{T_c}{2}} \right] \\ + (-1)^D e^{-j\omega(T_{\text{out}} + \frac{T_i}{2} + D\frac{T_c}{4})} \left(T_i - D\frac{T_c}{2}\right) \text{sinc}\left[f\left(T_i - D\frac{T_c}{2}\right)\right] \quad (4.14) \end{aligned}$$

Dans cette expression, la somme partielle de la série géométrique peut être mise sous forme rationnelle :

$$\left[1 - e^{-j\omega \frac{T_c}{2}} + \dots + (-1)^{D-1} e^{-j\omega(D-1) \frac{T_c}{2}} \right] = \sum_{k=0}^{D-1} \left(-e^{-j\omega \frac{T_c}{2}} \right)^k = \frac{1 - (-1)^D e^{-j\omega D \frac{T_c}{2}}}{1 + e^{-j\omega \frac{T_c}{2}}} \quad (4.15)$$

mais cette forme, bien que plus compacte, entraîne des erreurs numériques non négligeables quand le numérateur et le dénominateur deviennent simultanément très petits (proches de la précision du calculateur).

Un tracé du gain de H pour un exemple de jeu de paramètres est représenté en [Figure 4.8](#). On trace aussi la réponse fréquentielle classiquement utilisée dans la littérature pour ce type de filtre, à savoir un sinus cardinal centré en F_c , avec des zéros à tous les $F_c \pm kF_i$. On observe une différence entre la réponse classique et la réponse que nous avons calculée. Cette différence s'explique par le fait que dans les publications antérieures, une approximation de la réponse fréquentielle est utilisée. Cette approximation (qui correspond au sinus cardinal pur) est valable dans le contexte de ces publications car les auteurs se placent dans le cas de signaux à bande étroite devant la fréquence d'échantillonnage. Ce cas particulier a été

appliqué dans tout l'état de l'art de l'échantillonnage de charge passe-bande et a été détaillé dans le [paragraphe 3.2.1](#). En résumé, il s'agit du cas où la bande d'intérêt est très fine devant sa fréquence centrale, et où l'échantillonnage se fait à $F_s = F_i$. On montre que dans ce contexte on peut considérer la fonction multiplication par le créneau à la fréquence F_c comme indépendante de la fonction intégration de charge. On peut donc voir la combinaison de ces deux fonctions comme un sinus cardinal passe-bas qui a été transposé jusqu'à la fréquence F_c . On peut négliger l'effet des autres harmoniques du créneau (à kF_c) car elles sont centrées très loin de la bande d'intérêt et les bloqueurs potentiels à ces fréquences auront été filtrés par le filtre sélectionneur de bande.

Dans le contexte de notre projet, la bande du signal à recevoir n'est plus étroite devant la fréquence d'échantillonnage. De plus F_c , F_i et F_s sont indépendants et F_c n'est plus sensiblement plus grande que F_i et F_s . Les simplifications faites dans la littérature et décrites dans le paragraphe précédent ne sont plus valables et ceci entraîne une différence entre la fonction de transfert décrite en [Formule 4.14](#) et le sinus cardinal passe-bande de la littérature.

Les différences entre la fonction de transfert générale et le sinus cardinal passe-bande simple sont liées à trois composantes de la fonction de transfert. La première différence est due à l'effet des autres harmoniques du créneau (à kF_c). Dans le cas général elles peuvent se positionner proches de la bande d'intérêt et provoquer des perturbations. Cette forme distordue est représentée en [Figure 4.9](#) (ligne pleine). La seconde différence entre les deux fonctions de transferts est liée au deuxième terme dans la formule (4.14) de la fonction de transfert, qui intervient lorsque T_i n'est pas composé d'un nombre pair de demi-périodes $T_c/2$ et que F_c n'est pas grande devant les autres fréquences du circuit. Comme nous le verrons par la suite ([paragraphe 4.3.2](#)), il est préférable pour des raisons pratiques de choisir effectivement pour T_i un nombre entier de demi-périodes, et nous travaillerons dans ces conditions. La troisième différence est due au terme en $\text{sinc}(fT_c/2)$, filtrage passe-bas qui ajoute des zéros à tous les multiples de $2F_c$ et qui atténue premier lobe.

La position des zéros de la fonction de transfert peut être calculée analytiquement. En effet, il n'y a que le premier terme de l'expression (4.14) à considérer. Le $\text{sinc}(fT_c/2)$ s'annule pour toutes les fréquences multiples de $2F_c$, tandis que la somme partielle de la suite géométrique s'annule pour différentes fréquences selon la parité de D (voir sa forme rationnelle (4.15)) :

- si D est pair, elle s'annule pour les fréquences multiples de $2F_c/D = F_i$ sauf pour les multiples impairs de F_c ,
- si D est impair, elle s'annule pour les multiples impairs de F_c/D sauf pour les multiples impairs de F_c .

Il est également intéressant de noter que le maximum de la fonction de transfert le correspond pas exactement à F_c . Ceci est dû au terme en $\text{sinc}(fT_c/2)$ dont le premier zéro est en $2F_s$ et qui atténue d'environ 4dB en $f = F_c$.

Ainsi, au coefficient multiplicatif C_0 près, la fonction de transfert du filtrage réalisé par l'ECP ne dépend que de la forme de ses signaux de commande, qui sont définis par les paramètres F_c , F_i , T_{out} et T_r . Si on fait varier la forme de ce signal de commande, on fait directement varier la fonction de transfert du filtre. Cette flexibilité va nous servir pour l'utilisation de ces filtres dans des convertisseurs multivoie reconfigurables. Le filtre de chaque voie peut être paramétré différemment des autres, afin d'apporter de la diversité entre les voies. Les filtres pourraient également être reconfigurés en temps réel, juste en changeant la forme de leurs signaux de commande, sans nécessairement changer la fréquence d'échantillonnage.

En plus de cette fonction filtrage, le signal est échantillonné à la fréquence F_s , liée évidemment à la forme périodique des signaux de commande. Tous ces signaux périodiques sont générés par une Unité de Contrôle Numérique (UCN) qui devra être intégrée sur la puce à

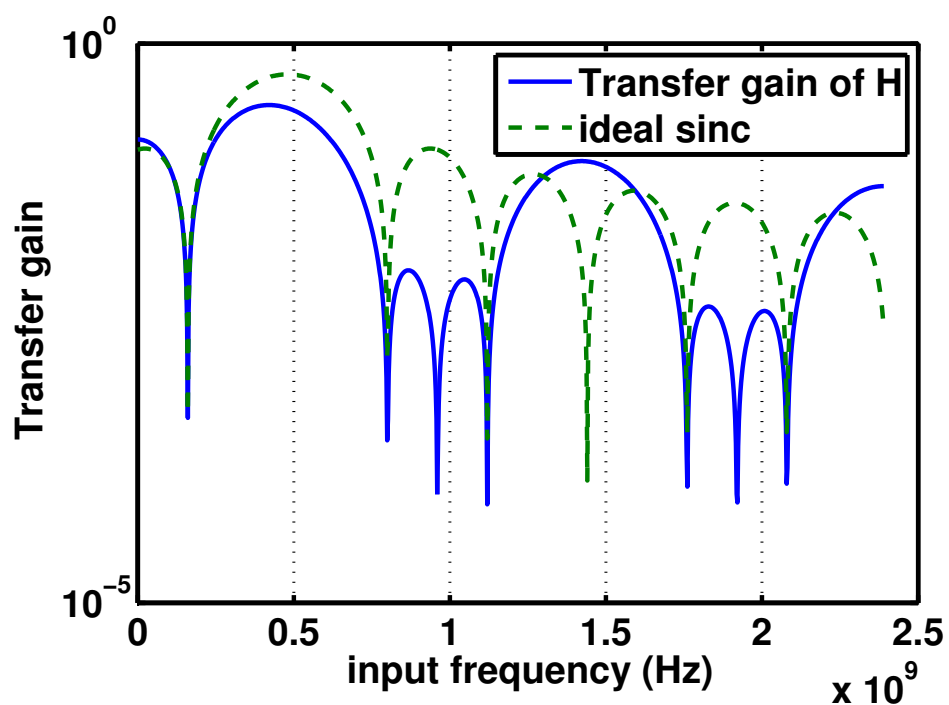


FIG. 4.8 – Gain de la fonction de transfert générale, comparé à celui du sinus cardinal passe-bande idéal

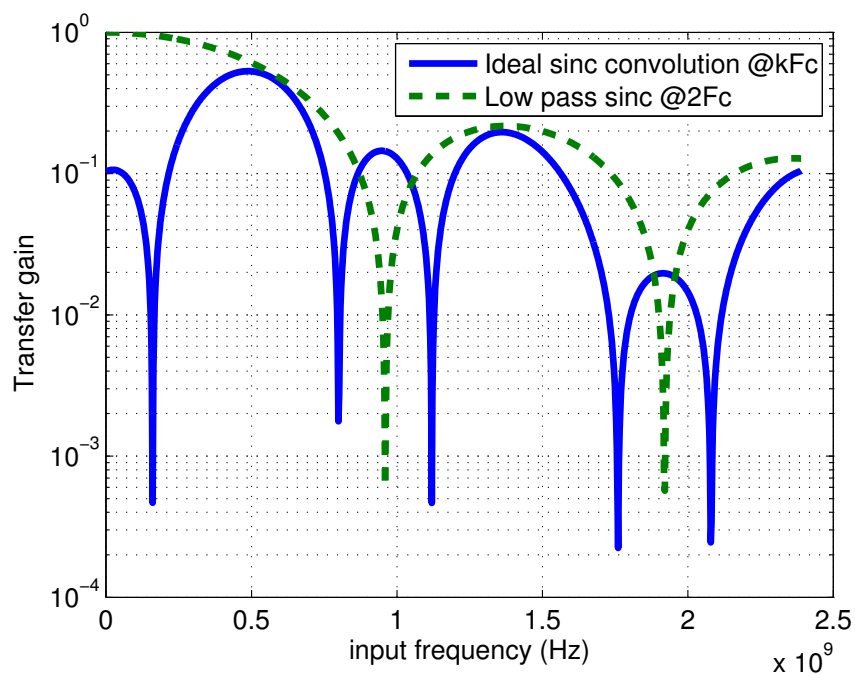


FIG. 4.9 – (a) Sinc idéal convolué avec la TF d'un créneau à F_c (b) Sinc passe-bas

très faible distance du circuit. La complexité de cette UCN dépend grandement des relations entre les différents paramètres des signaux de commande, ainsi que de l'architecture sélectionnée. Une partie de nos travaux a porté sur l'architecture de commande, et sur la définition des règles à imposer aux paramètres F_c , F_i et F_s pour limiter la complexité de l'UCN tout en respectant le cahier des charges du circuit.

4.3 Génération des signaux de commande

Nous présentons ici l'Unité de Contrôle Numérique (UCN), qui est chargée de la génération des signaux qui commandent l'ECP. Nous traitons également des contraintes liées à la limitation de la complexité de l'UCN et aux formes possibles des signaux de commande. Nous présentons en particulier la méthodologie, fondée sur un compromis entre performance du BFH et complexité de l'architecture, utilisée pour sélectionner les paramètres des signaux de commande et l'architecture de l'UCN.

4.3.1 Unité de Contrôle Numérique : UCN

Le rôle de l'UCN est de générer les différents signaux de commande CMD_{Ci_p} , CMD_{Ci_n} , CMD_{out} , CMD_r , et CLK_{F_s} pour chacune des voies à partir d'une horloge maître. La **Figure 4.10** situe l'UCN et les signaux générés dans le cadre de notre circuit.

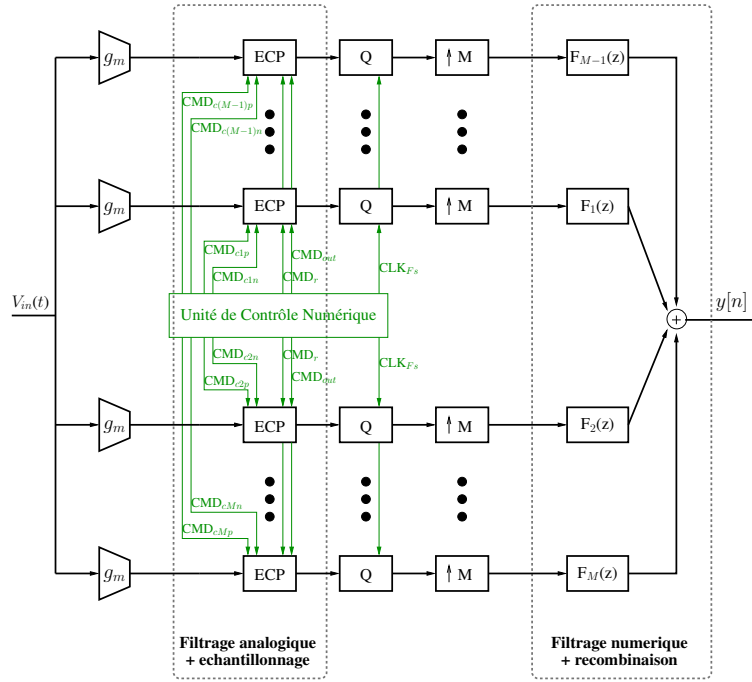


FIG. 4.10 – Architecture générale du BFH et de l'UCN

Si on conçoit l'UCN par une approche uniquement descendante, i.e. en choisissant les paramètres de la réponse fréquentielle théorique (équation (4.14)) qui maximisent la performance de reconstruction du BFH, on risque d'aboutir à une architecture d'UCN non réalisable (par exemple faisant appel à une horloge maître de fréquence trop élevée). Il est donc nécessaire de trouver un compromis qui permette à la fois d'avoir une UCN réalisable et une performance acceptable pour le convertisseur.

4.3.2 Compromis performance-complexité pour la sélection de paramètres

La forme du signal de commande pour un filtre ECP est définie par les paramètres T_r , T_{out} , T_i et T_c . Ces paramètres définissent par conséquent la réponse fréquentielle du filtre (cf. [paragraphe 4.2.4](#)). Or, la qualité de reconstruction du signal atteignable par le banc de synthèse du BFH dépend des réponses fréquentielles des filtres d'analyse. Comme l'ont montré nos premiers travaux ([66](#)), si ces réponses ne présentent pas assez de diversité, on ne peut pas reconstruire le signal correctement. Il est donc nécessaire de choisir correctement les paramètres des signaux de commande afin de s'assurer qu'une bonne reconstruction sera possible.

Cette problématique est d'autant plus pertinente quand on tient compte des contraintes de réalisation du circuit. Certaines valeurs ou combinaisons de paramètres ne sont réalisables en pratique qu'avec une UCN très complexe (voir exemple ci-dessous). A contrario, on peut trouver des combinaisons de paramètres pouvant être générées à partir d'une UCN relativement simple. Nous explorons dans cette section comment faire le choix de ces paramètres afin d'obtenir un bon compromis entre la performance du BFH et la complexité de l'architecture de l'UCN. Vu l'application visée, la priorité est ici mise sur une architecture simple et la question est essentiellement de savoir si on peut atteindre une performance suffisante avec une architecture simple.

Illustrons par un exemple la complexité de l'UCN pour certaines valeurs de paramètres. La bande à recevoir correspond à la bande des *white spaces* décrite au [Chapitre 1](#) ([470 ; 790] MHz). La bande traitée par le BFH est supérieure car un léger sur-échantillonnage est nécessaire afin de ne pas subir les effets de bords ([16](#)). Nous choisissons de traiter la bande [420 ; 840] MHz. La fréquence d'échantillonnage F_s est la même pour toutes les voies, et vaut donc $2B/M = 210$ MHz. Supposons pour cet exemple qu'on choisisse de centrer les bandes passantes des filtres d'analyse sur les sous-bandes, comme classiquement dans un BFH à filtres de type résonateurs.

Afin de générer les signaux de commande correspondants, l'UCN doit être capable de produire des signaux d'horloge dans la bande [470 ; 790] MHz. Pour générer ces horloges synchrones entre elles et avec l'horloge d'échantillonnage à F_s , un choix naturel peut être d'utiliser l'horloge d'échantillonnage comme référence et des boucles à verrouillage de phase (PLL). Une PLL permet de générer des horloges à P/Q fois la fréquence de référence (avec P et Q entiers) ([67](#)). Dans l'exemple choisi, on a : $\mathbf{F_c} = [\frac{9}{4} \frac{11}{4} \frac{13}{4} \frac{15}{4}] F_s$.

Pour pouvoir multiplier une fréquence par des ratios comme $\frac{15}{4}$ ou $\frac{7}{8}$ à l'aide d'une PLL, il nous faut des diviseurs de fréquences capables de diviser par des entiers qui ne sont pas des puissances de 2. Nous proposons l'utilisation de compteurs de Johnson (registre à décalage). Lors de la réalisation effective du circuit il faudra tenir compte des temps de propagation dans le circuit. À cette fréquence de fonctionnement un circuit séquentiel pourrait ne pas être adapté à cause de problèmes de synchronisation. Il serait peut-être nécessaire d'utiliser un circuit synchrone.

Quelque-soit le système de division de fréquences choisir dans chaque PLL, l'UCN nécessite d'employer quatre PLL pour générer les quatre fréquences centrales. Les PLL doivent contenir chacune un oscillateur contrôlé fonctionnant jusqu'aux fréquences $9F_s$, $11F_s$, $13F_s$ et $15F_s$ ce qui fait qu'elles doivent pouvoir générer des horloges jusqu'à 3.15 GHz et rester intégrées en technologie CMOS pour rester compatibles avec les contraintes du projet. Il existe dans la littérature des oscillateurs intégrés pouvant générer ces fréquences ([68](#)). Cette architecture est donc réalisable mais requiert plusieurs oscillateurs à haute fréquence et est assez complexe. Elle est représentée en [Figure 4.11](#).

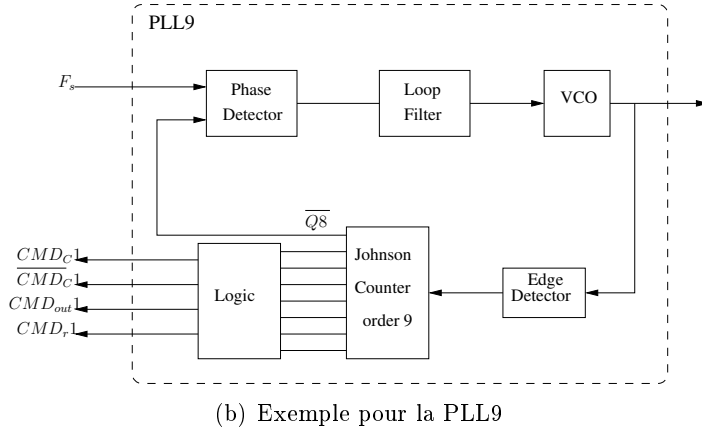
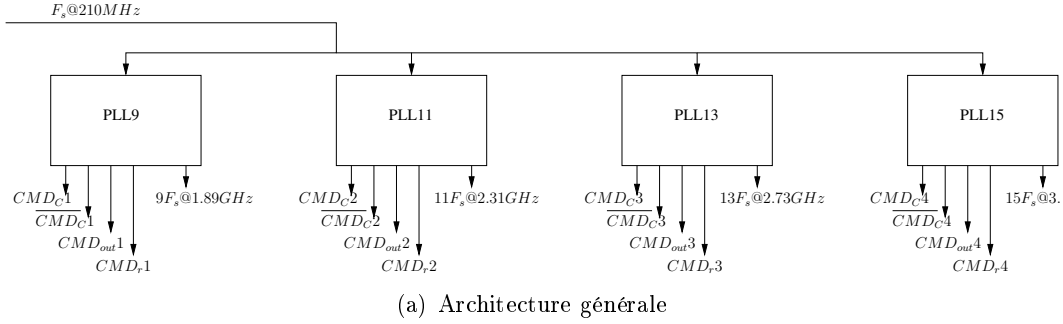


FIG. 4.11 – Architecture de l'UCN proposée dans l'exemple

Une solution plus simple consisterait à n'utiliser qu'un seul oscillateur, mais dans ce cas, les fréquences centrales doivent être choisies différemment, afin que la fréquence de l'oscillateur ne soit pas trop élevée. D'un autre côté, changer les fréquences centrales risque de dégrader la performance du BFH. On peut ainsi se poser la question de savoir quel serait le choix de fréquences le plus pertinent, compte tenu à la fois de la complexité de l'architecture et de la performance atteignable par le BFH.

Pour la recherche d'un bon compromis, nous allons étudier la performance du BFH estimée au niveau système pour un ensemble de jeux de paramètres des signaux de commande. Définissons dans un premier temps les contraintes qui vont limiter cet ensemble.

Nous avons vu au travers de l'exemple ci-dessus que le choix des fréquences centrales avait une grande influence sur la complexité de l'architecture. On a en particulier besoin d'un oscillateur à $F_G = PF_s$ pour générer une horloge à $F_c = PF_s/Q$. Par souci de clarté, notons plutôt

$$F_{G_k} = N_{S_k} F_s = N_{C_k} F_{c_k} \quad (4.16)$$

pour la voie k . (Nous nous limitons à un oscillateur par voie a priori pour limiter la complexité de l'architecture.) D'un point de vue pratique, cet oscillateur peut être utilisé pour générer l'ensemble des signaux de commande de la voie, grâce à un étage de logique. Pour assurer la réalisabilité de cet oscillateur, voire assurer une certaine précision, il semble judicieux d'imposer une limite supérieure F_{\max} à sa fréquence, ce qui se traduit par une majoration de N_{S_k} :

$$N_{S_k} \leq (N_S)_{\max} = \frac{F_{\max}}{F_s} = \frac{M}{2} \frac{F_{\max}}{B}. \quad (4.17)$$

On sait par ailleurs que la division de fréquence sera plus simple à réaliser si N_{S_k} est une

puissance de 2. Il semble donc naturel de fixer $(N_S)_{\max}$ à une puissance de 2, puisque des valeurs de N_S supérieures augmenteraient à la fois la complexité et l'imprécision des signaux de commande.

Du point de vue de la complexité et de la précision des signaux de commande, il est par ailleurs préférable d'avoir des temps d'intégration T_{i_k} qui soient des multiples demi-entiers de la période centrale T_{c_k} . En effet, dans le cas contraire, le dernier (ou le premier) créneau de $\text{CMD}_{C_{i_p}}$ ou $\text{CMD}_{C_{i_n}}$ n'est pas complet (voir par exemple la [Figure 4.5](#)), ce qui risque de provoquer des erreurs importantes dues aux temps de montée et à l'asymétrie des signaux d'horloge réels, à moins de générer des signaux de commande extrêmement précis, c'est-à-dire avoir une UCN très complexe. Notons par exemple

$$T_{i_k} = N_{i_k} \frac{T_{c_k}}{2} = N_{i_k} N_{C_k} \frac{T_{G_k}}{2}.$$

Les temps d'intégration sont par ailleurs limités puisqu'une période d'échantillonnage comprend trois phases (cf. [Section 4.2.1](#)) : décharge de la capacité, intégration du signal d'entrée et transmission de l'échantillon. Tous les signaux de commande de la voie étant générés à partir de l'oscillateur à F_{G_k} , les temps de décharge T_r et de transmission T_{out} seront des multiples de T_{G_k} et sont donc supérieurs à T_{G_k} . De plus, pour empêcher le recouvrement des phases de décharge, d'intégration et de transmission à cause de la non-idéalité des signaux de commande, il est indispensable de prévoir des temps de garde entre ces trois phases, qui vaudront aussi au minimum T_{G_k} . Par conséquent, la durée maximale d'intégration est $T_s - 5T_{G_k}$, ce qui se traduit au final par la relation

$$N_{i_k} N_{C_k} \leq 2N_{S_k} - 10. \quad (4.18)$$

On peut également noter que si $N_{i_k} = 1$, le filtre ECP correspondant n'est plus passe-bande mais passe-bas avec pour magnitude un sinus cardinal simple. Le filtre d'analyse ne remplit donc pas sa fonction dans ce cas, et nous pouvons a priori éliminer cette valeur de N_{i_k} . On en déduit que

$$2 \leq N_{i_k} \leq 2 \frac{N_{S_k}}{N_{C_k}} - \frac{5}{N_{C_k}}, \quad (4.19)$$

et par conséquent

$$N_{C_k} \leq N_{S_k} - 5. \quad (4.20)$$

Dans le même ordre d'idée, nos connaissances a priori sur les BFH nous suggèrent de choisir des fréquences centrales F_{c_k} pour les filtres d'analyse à l'intérieur de la bande convertie, qu'on note ici $[F^-; F^+]$. À partir des équations (4.16) et (4.17), on en déduit un encadrement pour N_{S_k} :

$$\frac{M}{2} \frac{F^-}{B} \leq N_{S_k} \leq \frac{M}{2} \frac{F_{\max}}{B}. \quad (4.21)$$

On peut aussi établir en utilisant l'équation (4.16) que

$$\frac{2}{M} \frac{B}{F^+} N_{S_k} \leq N_{C_k} \leq \frac{2}{M} \frac{B}{F^-} N_{S_k}. \quad (4.22)$$

Finalement, nous pouvons décrire l'ensemble des jeux de paramètres satisfaisant les contraintes fixées par la procédure suivante :

1. L'ensemble des fréquences centrales F_{c_k} réalisables est déterminé par l'ensemble des rapports N_{S_k}/N_{C_k} satisfaisant les relations (4.21), (4.22) et (4.20). Certaines fréquences

peuvent être obtenues par plusieurs combinaisons différentes de N_{S_k} et N_{C_k} , on ne garde dans ce cas que la combinaison avec la plus petite valeur de N_{S_k} , afin de minimiser la fréquence de l'oscillateur local, sauf si une valeur plus haute de N_{S_k} permet de réduire le nombre d'oscillateurs pour l'ensemble des voies (cas où plusieurs N_{S_k} sont identiques).

2. Pour un jeu de paramètres $(N_{S_k}, N_{C_k})_{1 \leq k \leq M}$ fixé, on utilise l'encadrement (4.19) pour déterminer l'ensemble des valeurs acceptables pour les T_{i_k} .

L'ensemble ainsi défini peut s'avérer être d'une taille trop grande pour effectuer une étude exhaustive de toutes les combinaisons possibles de paramètres. On peut alors réduire le nombre de combinaisons testées en utilisant des informations supplémentaires sur les jeux de paramètres susceptibles a priori de donner de moins bonnes performances pour le BFH, notamment :

- Nous avons observé lors de nos premiers travaux (66) que, toutes choses étant égales par ailleurs, la performance du BFH est généralement meilleure pour des valeurs plutôt faibles des F_{i_k} , soit des valeurs plutôt grandes des T_{i_k} . Cela s'interprète par le fait que les filtres d'analyse doivent être suffisamment sélectifs pour obtenir une bonne performance du BFH. On peut utiliser cette information en limitant le nombre de N_{i_k} testés pour chaque couple (N_{S_k}, N_{C_k}) .
- Les fréquences centrales F_{c_k} doivent préférablement être bien espacées afin de garantir une diversité suffisante des fonctions de transfert et obtenir une bonne performance du BFH. On peut utiliser cette information en imposant par exemple une borne inférieure sur l'écart entre les fréquences centrales de deux voies consécutives.

En utilisant cette méthodologie pour étudier les jeux de paramètres possibles pour le scénario considéré, nous sommes arrivés à la conclusion que :

- Une architecture simple à $M = 4$ voies avec un seul oscillateur pour toutes les voies à $F_G = 16F_s$ permet d'obtenir des performances suffisantes du point de vue du cahier des charges.
- Une architecture à $M = 4$ voies avec plusieurs oscillateurs permet d'améliorer la performance de quelques décibels seulement, ce qui ne justifie pas à notre avis l'augmentation de la complexité.
- Une architecture à $M = 8$ voies nécessite un ou plusieurs oscillateurs à des fréquences plus élevées pour un gain de performance supplémentaire de quelques décibels, ce qui ne permet pas non plus de justifier l'augmentation importante de la complexité pour ce cas.

Les signaux de commande finalement sélectionnés et l'architecture de l'UCN correspondante sont détaillés dans la section suivante.

4.3.3 Architecture sélectionnée pour l'UCN

Dans l'architecture sélectionnée, une seule PLL génère une horloge à $F_G = 16F_s$. Ensuite des diviseurs de fréquences génèrent les horloges pour les quatre voies, enfin de la logique synchrone construit les signaux de commande des quatre voies. Le plan de fréquences permettant de placer les F_{c_k} dans la bande B donne : $[F_{c_1} F_{c_2} F_{c_3} F_{c_4}] = F_s \cdot [\frac{16}{7} \frac{16}{6} \frac{16}{5} \frac{16}{4}]$. Il est représenté en Figure 4.12.

Générer une horloge à F_G correspond à définir un temps de base $T_G = T_s/16$. Les horloges de commande des filtres sont toutes construites à partir de combinaisons logiques de cette horloge de base et de ses multiples. Les formes des horloges proposées par ce plan de fréquences sont présentées en Figure 4.13. Les temps T_{out} et T_r sont composés chacun d'un seul temps de base, et les horloges CMD_r et CMD_{out} sont les mêmes pour toutes les voies. Les temps T_{c_k}

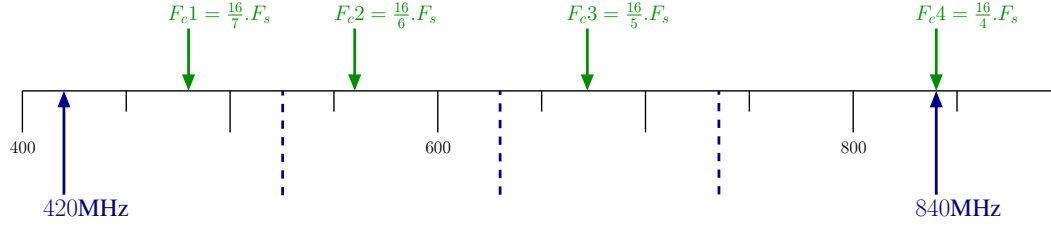


FIG. 4.12 – Plan de fréquences de l'architecture sélectionnée

et T_{i_k} diffèrent d'une voie à l'autre, mais sont toujours multiples de T_G . Les temps T_{c_k} ont été définis par le plan de fréquences. Les temps d'intégration T_{i_k} sont les plus grands possibles compte tenu du temps de décharge T_r , de transmission T_{out} , et de la marge prise entre ces différentes phases de l'échantillonnage de charge.

On observe cependant que pour certaines voies des transitions se font au milieu d'un temps de base. Par exemple sur la voie 1, $T_{c1} = \frac{7}{16}T_s$ et $T_{i1} = 3T_{c1}/2$, ce qui fait que $T_{c1}/2 = 3.5T_G$ et $T_{i1} = 10.5T_G$. Pour construire ces transitions au milieu d'un temps de base on ne peut pas se fier aux transitions du milieu de la période T_G car à ces fréquences élevées elles ne sont pas fiables et seraient sources de forte gigue de phase. Il faut donc doubler la fréquence de référence. Nous avons donc besoin d'une horloge à $32F_s$ ce qui fait 6.72 GHz. Cette fréquence d'horloge est très élevée pour un oscillateur intégré en CMOS, mais est réaliste par rapport à des publications récentes (68). L'avantage de cette architecture est qu'elle ne nécessite qu'un seul oscillateur haute fréquence et qu'une seule PLL, ce qui permet de conserver une architecture simple et d'éviter les perturbations croisées qui peuvent apparaître entre plusieurs PLL. L'architecture générale est présentée en Figure 4.14. On y retrouve la PLL qui contient un oscillateur à $32F_s$, les diviseurs de fréquences qui génèrent les horloges utiles et permettent de fermer la PLL, et la logique qui permet de construire les signaux de commande.

4.4 Études système : impact de certaines imperfections sur les performances d'un BFH à ECP

À partir des réponses théoriques optimales obtenues précédemment, nous souhaitons vérifier au niveau système la robustesse de notre architecture vis-à-vis de certaines imperfections de réalisation. Tout d'abord, nous nous intéressons aux imperfections du filtre antirepliement à l'entrée du système multivoie qui dans la réalité ne filtre pas idéalement les signaux hors-bande. Nous étudions ensuite la sensibilité du système aux imperfections des capacités. Enfin, nous évaluons la sensibilité du système à la gigue d'horloge.

4.4.1 Impact de l'imperfection du filtre RF antirepliement

Avant toute conversion analogique-numérique, il est nécessaire d'éliminer les signaux en dehors de la bande à convertir afin de limiter au maximum les repliements de spectre. Pour cela, on fait appel à un filtre RF sélecteur de bande. Sa fonction a été introduite dans le paragraphe 4.1.1. Ce filtre peut être modélisé classiquement à partir de topologies de type Butterworth, Chebychev, etc. De manière générale, une fois la topologie choisie, en partant d'un gabarit définissant l'ondulation maximale tolérée dans la bande et l'atténuation hors-bande, on en déduit un ordre minimal pour le filtre. Plus la bande de transition entre la bande passante et la bande atténuée est étroite, plus l'ordre du filtre sera élevé. On peut également

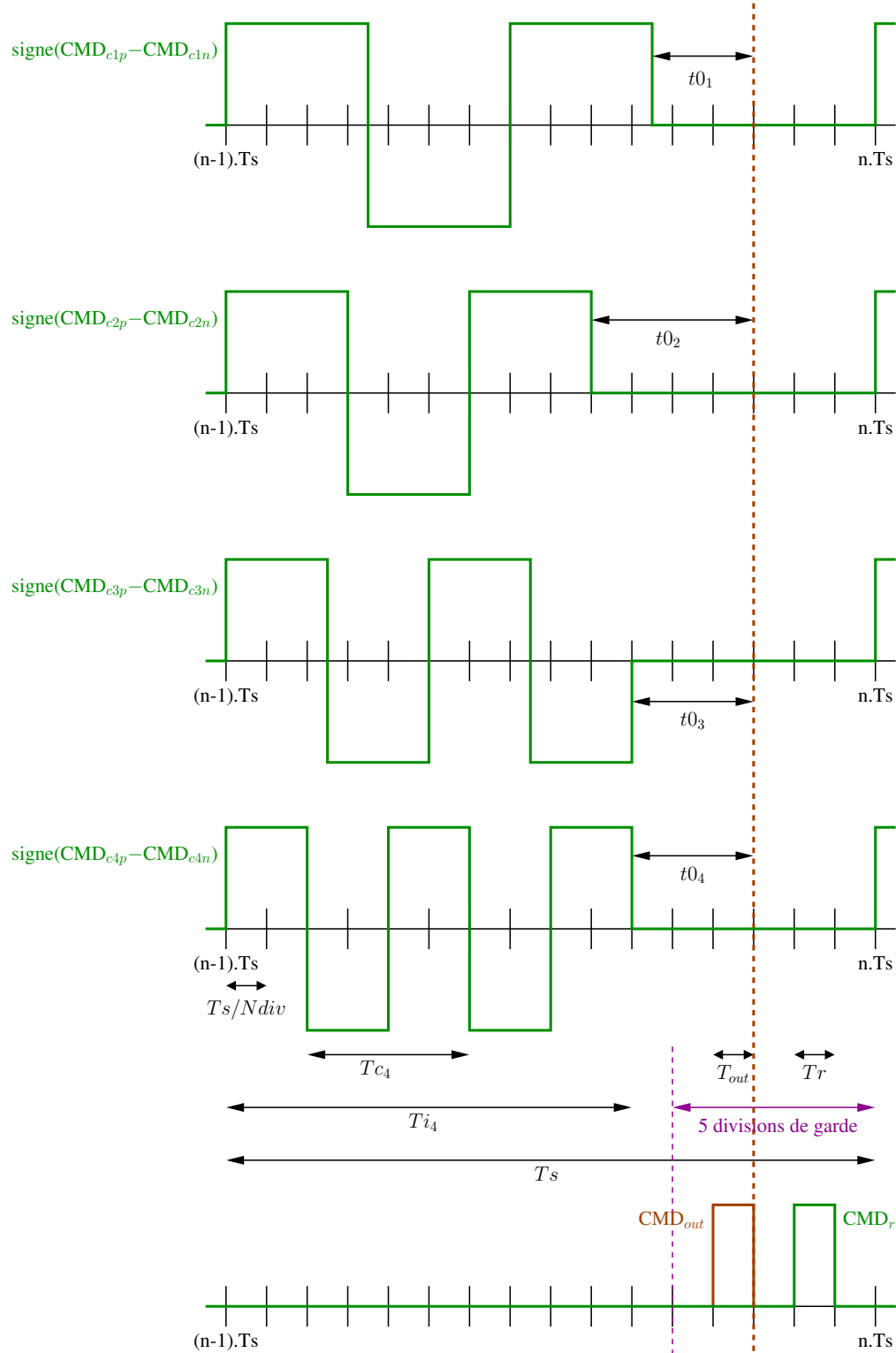


FIG. 4.13 – Signaux de commande sélectionnés

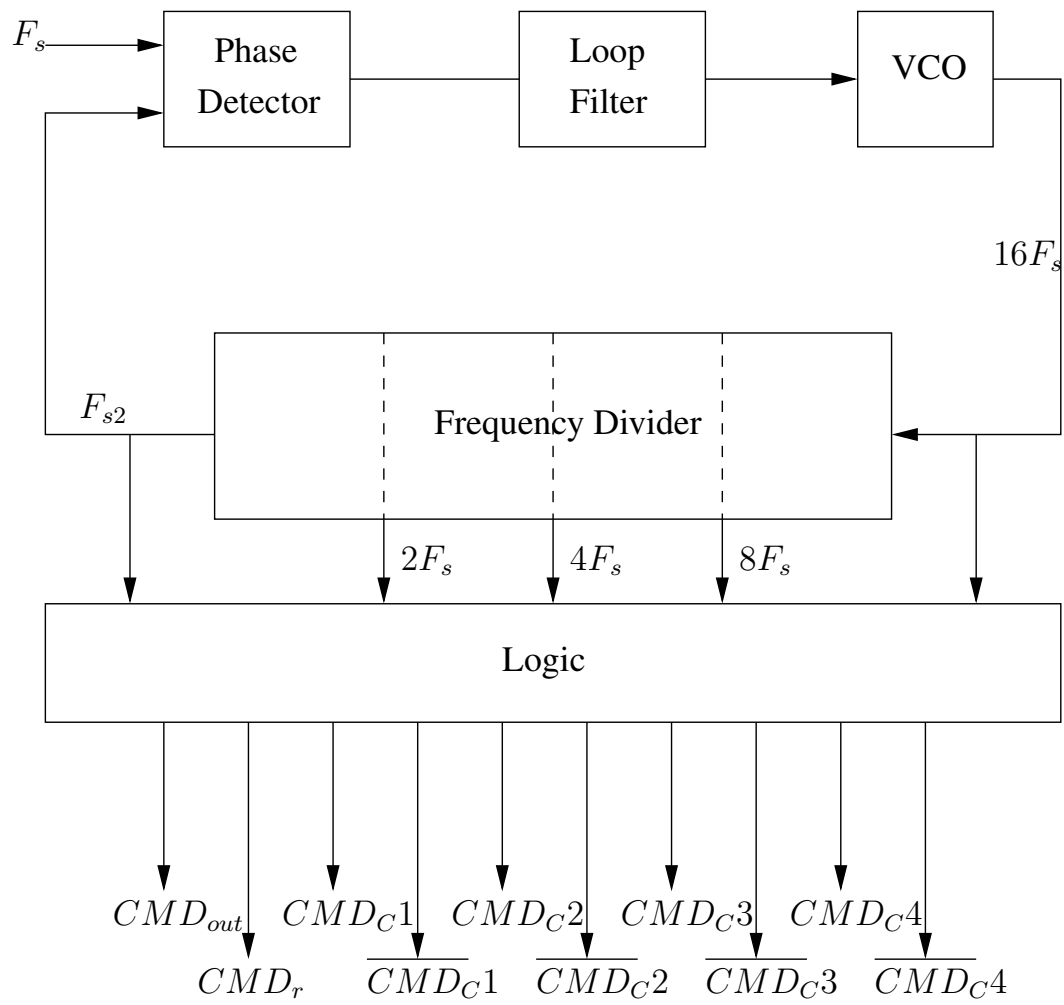


FIG. 4.14 – Architecture proposée pour l'UCN

à partir de spécifications et d'un ordre fixé en déduire le filtre le plus performant réalisable.

On s'intéresse ici à déterminer au niveau système les contraintes de performances du filtre antirepliement afin de ne pas trop dégrader la qualité du signal numérisé. Une première étude théorique à partir de filtres analogiques et numériques idéaux a permis d'avoir une première estimation de l'impact d'un filtre antirepliement non idéal sur les performances d'un BFH, ainsi que sur celles d'un convertisseur simple ou à entrelacement temporel pour comparaison (voir [Section 2.1.3.1](#)).

Pour l'étude qui suit, nous cherchons à estimer au niveau système l'impact sur les performances de notre BFH à filtres ECP d'un modèle de FAR plus réaliste, en fonction des caractéristiques de celui-ci. De même que pour l'étude théorique en [Section 2.1.3.1](#), nous considérons qu'en dehors d'une bande de largeur $3B$ centrée sur la bande convertie, la réponse fréquentielle du FAR est d'une amplitude suffisamment faible pour pouvoir négliger son influence sur les performances du BFH. La nécessité d'une telle hypothèse provient du fait que pour le calcul du bruit introduit dans la bande d'intérêt par la non-idéalité du FAR, il faut additionner d'autant plus de termes de repliements que la largeur de la bande sur laquelle le FAR est considéré comme non idéal est grande. On aurait ainsi une infinité de termes de repliements à additionner si on ne limitait pas cette bande. En pratique, dans le cas des spécifications choisies pour notre système, cette hypothèse peut être justifiée par le comportement globalement passe-bas de la chaîne de réception antenne+LNA, qui va atténuer davantage le signal d'entrée pour les fréquences éloignées de la bande convertie.

Plus précisément, pour chaque fréquence f dans la bande convertie $[B; 2B]$, on a sur chaque voie du BFH M termes de repliement pour chaque bande $[kB; (k+1)B]$ où la réponse du FAR est considérée non idéale. Pour exemple, la [Figure 4.15](#) montre ces repliements dans la bande convertie $[B; 2B]$ causés par les composantes de la bande adjacente $[2B; 3B]$, dans le cas $M = 4$. La première courbe représente le spectre avant repliement. Les courbes suivantes présentent chaque repliement. On voit que pour chaque fréquence dans la bande convertie, il y a $M = 4$ repliements à prendre en compte. Chacun de ces termes de repliements est produit par une composante du signal d'entrée située en dehors de la bande convertie, filtrée par le FAR puis par le filtre d'analyse de la voie en question et peut donc s'écrire

$$R_{j,m}(f) = X(f_j)A(f_j)H_m(f_j),$$

avec X le signal d'entrée, f_j une fréquence hors-bande qui vient se replier sur f , A la réponse du filtre FAR et H_m la réponse du filtre d'analyse sur la voie m .

Avec nos hypothèses, la densité spectrale du bruit résultant généré en sortie du BFH à la fréquence f par un signal d'entrée de densité spectrale uniforme égale à 1 est par conséquent

$$B_{\text{FAR}}(f) = \sum_{m=1}^M |F_m(f)|^2 \sum_{j=1}^{2M} |R_{j,m}(f)|^2, \quad (4.23)$$

qu'il suffit de moyenner sur la bande pour obtenir la puissance de bruit totale, soit

$$W_{\text{FAR}} \approx \frac{1}{N_f} \sum_f B_{\text{FAR}}(f)$$

pour une intégration numérique basique.

La performance du BFH en prenant en compte la non-idéalité du FAR peut donc être estimée par la formule modifiée du SNR :

$$\text{SNR}_{\text{FAR}} = 10 \log \frac{W_{\text{disto}}}{W_{\text{alias}} + W_{\text{quantif}} + W_{\text{FAR}}}, \quad (4.24)$$

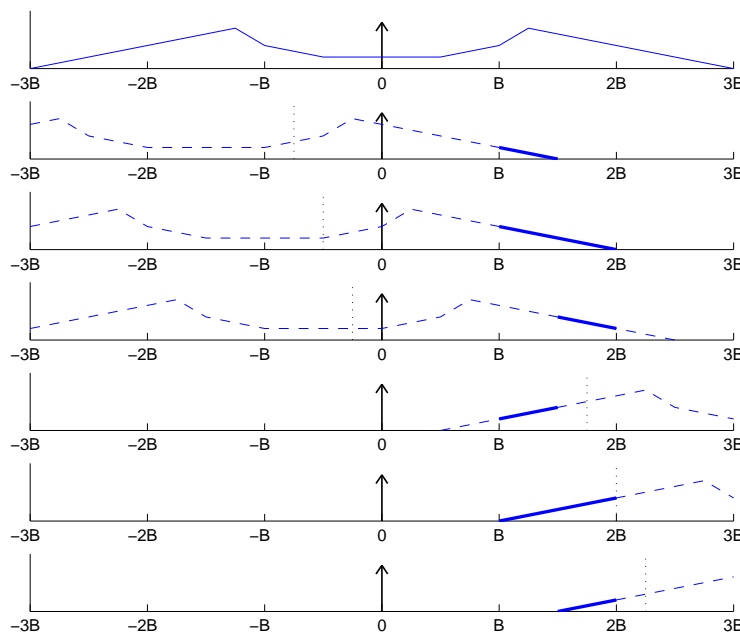


FIG. 4.15 – Exemple de repliements causés par la non-idéalité du FAR

où W_{disto} prend en compte l'ondulation du FAR dans la bande.

Nous choisissons pour cette étude d'utiliser des filtres de type elliptique. Ce choix est motivé par le fait qu'ils ont, pour un ordre donné, la bande de transition la plus étroite parmi les filtres de type standard (Butterworth, Chebychev, elliptique). Or, du point de vue des performances d'un BFH, il est plus pertinent d'avoir une bande de transition étroite que d'avoir une réponse « plate » dans la bande passante. Les filtres de type elliptique sont donc les plus à même de réaliser le meilleur compromis performance/complexité pour notre application. Pour exemple, la [Figure 4.16](#) montre la réponse fréquentielle d'un filtre elliptique d'ordre 18, avec pour spécifications 80 dB d'atténuation et 2 dB d'ondulation.

Étant données les performances visées, un minimum de 80 dB d'atténuation est nécessaire. Nous testons pour comparaison plusieurs combinaisons de valeurs pour l'atténuation et l'ondulation en vérifiant l'ordre minimal du filtre nécessaire pour obtenir ces caractéristiques. Le [Tableau 4.1](#) regroupe les résultats obtenus. Le SNR_{FAR} est estimé par la formule (4.24) et le SNR indiqué en référence correspond au cas où W_{FAR} est supposé nul (FAR idéal). La contribution des filtres ECP d'analyse est estimée par la différence observée sur le SNR_{FAR} lorsqu'on suppose $F_m = 1$ dans l'équation (4.23), cela permet de quantifier l'effet positif des filtres d'analyse qui atténuent le bruit causé par le FAR (voir étude théorique en annexe).

Si on se limite à un ordre 18 pour le FAR, la combinaison la plus performante est 80 dB d'atténuation avec 2 dB d'ondulation (voir [Figure 4.16](#)). Dans ce cas, voyons l'évolution des performances si on diminue l'ordre du filtre. Pour ce faire, il est nécessaire de relâcher des contraintes. On peut par exemple choisir de ne pas fixer les bandes de transition (la bande passante restant identique). Le [Tableau 4.2](#) compare les performances obtenues dans ce cas en fonction de l'ordre du FAR. On remarque que la performance décroît rapidement avec

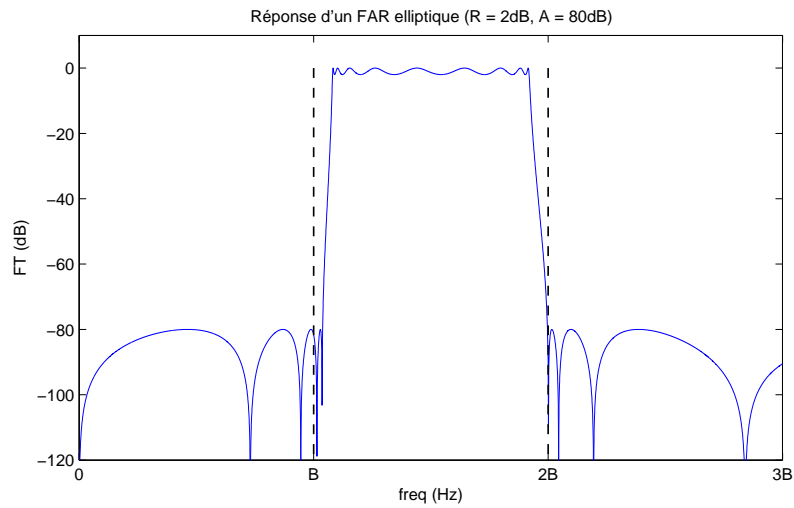


FIG. 4.16 – Réponse fréquentielle d'un FAR elliptique de 80 dB d'atténuation, 2 dB d'ondulation et d'ordre 18.

Atténuation (dB)	80			85			90		
Ondulation (dB)	1	2	5	1	2	5	1	2	5
Ordre du filtre	20	18	18	20	20	18	22	20	20
SNR (dB)	71	70	67	71	70	67	71	70	67
SNR _{FAR} (dB)	61	66	63	66	65	65	70	69	65
Contribution FA (dB)	9	7	7	8	8	6	3	7	7

TAB. 4.1 – Performances de l'ensemble FAR+BFH pour différents FAR de type elliptique.

l'ordre du filtre, ce qui s'explique par le fait que la largeur de la bande de transition augmente rapidement quand on réduit l'ordre du filtre. Par contre, la contribution des filtres d'analyse est d'autant plus grande que la performance est faible ; ils permettent donc de compenser en partie cette perte de performance.

Ordre du FAR	18	16	14
SNR (dB)	70	70	62
SNR _{FAR} (dB)	66	59	46
Contribution FA (dB)	8	10	13

TAB. 4.2 – Performances de l'ensemble FAR+BFH pour un FAR elliptique de 80 dB d'atténuation et 2 dB d'ondulation, en fonction de l'ordre de celui-ci.

4.4.2 Sensibilité aux erreurs sur la valeur des composants

L'un des avantages présumés de l'utilisation de filtres ECP comme filtres d'analyse pour les BFH, par rapport à des filtres d'analyse standards de type RLC parallèle, était la réduction de la sensibilité aux imperfections analogiques dues aux incertitudes sur la valeur des composants analogiques lors de la fabrication du circuit. Nous exposons dans cette section les résultats d'une étude comparative de sensibilité à ces imprécisions, qui vient confirmer cet avantage.

Pour cette étude, nous nous plaçons au niveau système et estimons la performance de celui-ci lorsque les composants des filtres d'analyse dévient de leur valeur nominale, alors que les filtres de synthèse restent calculés pour ces valeurs nominales. En pratique, ces déviations dépendent du procédé de fabrication des composants et sont aléatoires, mais leurs lois de probabilité sont caractérisées, ce qui permet de réaliser une simulation de type Monte Carlo pour estimer la loi de probabilité résultante pour la performance du système. Les paramètres des filtres ECP sont ceux choisis à la [paragraphe 4.3.3](#). Les paramètres des filtres résonants RLC sont les paramètres standards pour un BFH : les bandes passantes à -3 dB correspondent exactement aux sous-bandes, les fréquences centrales étant les milieux des sous-bandes.

Nous ne considérons pour cette étude que les incertitudes sur les valeurs des capacités, qui sont les seuls composants passifs dans le cas des filtres ECP. Dans le cas des filtres classiques de type RLC, il conviendrait, pour une étude complète, de tenir compte conjointement des incertitudes sur les valeurs des résistances et des inductances qui dégradent encore la performance. Toutefois, comme nous allons le voir, pour cette étude comparative les résultats sont suffisamment probants tels quels pour que nous puissions nous dispenser d'alourdir la procédure.

Procédé	<i>FMOM</i>	<i>MIM cap</i>	<i>Plate cap</i>
c_{\min} (fF/ μm^2)	1.2	4.25	.34
c_{\max} (fF/ μm^2)	2	5.75	.46
Dispersion d (%)	25	15	17.9
<i>Matching</i> m ($\%\sqrt{\text{fF}}$)	1.5	1	0.5

TAB. 4.3 – Caractéristiques des déviations pour trois procédés de fabrication de capacités.

Nous disposons des caractéristiques statistiques de l'erreur pour trois procédés de fabrication de capacités : *FMOM*, *MIM cap* et *Plate cap*. Elles sont regroupées dans le [Tableau 4.3](#). c_{\min} , c_{\max} et d caractérisent l'incertitude sur la valeur de la capacité surfacique du matériau dans

lequel sont gravées les capacités. La loi de probabilité correspondante pour la capacité surfacique est une loi uniforme sur l'intervalle $[c_{\min}; c_{\max}]$ en absolu, ou de manière équivalente $[1-d; 1+d]$ en relatif. Le *matching* m caractérise pour sa part l'incertitude sur les dimensions des capacités gravées, une fois la capacité surfacique fixée. La loi de probabilité correspondante est une loi normale de moyenne 1 et de variance m^2 , en relatif par rapport à la valeur de la capacité en fF. Ainsi, les valeurs des M capacités du banc d'analyse peuvent être exprimées par

$$C_i = C_i^* U \left(1 + X_i \frac{m}{\sqrt{C_i^*}} \right), \quad 1 \leq i \leq M, \quad (4.25)$$

où C_i^* est la valeur nominale de la i -ième capacité en fF, U une variable aléatoire (v.a.) uniforme sur $[1-d; 1+d]$ et les X_i des v.a. normales centrées réduites indépendantes (entre elles et de U). Par souci de généralité de l'étude, nous choisissons de fixer les valeurs nominales C_i^* à $C_0 = 500$ fF, qui est un ordre de grandeur pertinent vis-à-vis du scénario avec les paramètres sélectionnés, aussi bien pour les filtres ECP que pour les filtres RLC (les inductances correspondantes sont de l'ordre de quelques μ H).

Le **Tableau 4.4** montre les résultats obtenus pour 10^4 réalisations des v.a., en termes de perte de performance du BFH : $\Delta \text{SNR}_{\text{dB}} = \text{SNR}_{\text{dB}}^* - \text{SNR}_{\text{dB}}$ (SNR_{dB}^* étant la valeur nominale du SNR). Quel que soit le procédé de fabrication, on observe effectivement une sensibilité bien moins grande dans le cas des filtres ECP, permettant de garder une performance convenable du système malgré les incertitudes sur les valeurs des capacités. À titre illustratif, la **Figure 4.17** compare plus précisément les estimations par histogramme des densités de probabilité (d.d.p.) de $\Delta \text{SNR}_{\text{dB}}$ dans le cas du procédé *plate cap*. Avec ce procédé, les déviations de capacité entraînent une perte de performance de plus de 6 dB dans moins de 7% des cas pour les filtres ECP, mais dans plus de 99% des cas pour les filtres RLC.

Filtres	$\Delta \text{SNR}_{\text{dB}}$	<i>FMOM</i>	<i>MIM cap</i>	<i>Plate cap</i>
RLC	moyenne	71	67	68
	écart-type	8	8	8
ECP	moyenne	9	6	3
	écart-type	4	3	2

TAB. 4.4 – Sensibilité comparée des filtres RLC et ECP pour les trois procédés de fabrication.

On peut interpréter ces résultats en remarquant que, dans le cas d'un filtre ECP, la valeur de la capacité n'intervient que comme un facteur de proportionnalité de la réponse fréquentielle, alors que pour un filtre RLC elle intervient à la fois sur la fréquence centrale et sur la largeur de bande. Du point de vue de la reconstruction du signal par le banc de synthèse, l'impact d'une déviation de cette valeur sur la compensation des repliements est donc beaucoup moins important dans le cas des filtres ECP. On peut noter par ailleurs que, dans le cas des filtres ECP, la sensibilité est directement liée au *matching*, puisqu'elle est plus faible pour le procédé *plate cap* que pour le *MIM cap* malgré une dispersion d légèrement plus grande. Au contraire, dans le cas des filtres RLC, la sensibilité semble plus fortement dépendante de d que de m si l'on compare de la même manière les résultats pour ces deux procédés.

Un corollaire de cette étude est qu'un BFH réalisé avec des filtres ECP sera beaucoup moins sensible aux variations de température extérieure et autres conditions environnementales qui affectent les valeurs des composants passifs. Notamment, ces conditions peuvent être considérées en permanence identiques pour tous les composants du circuit, ce qui correspond

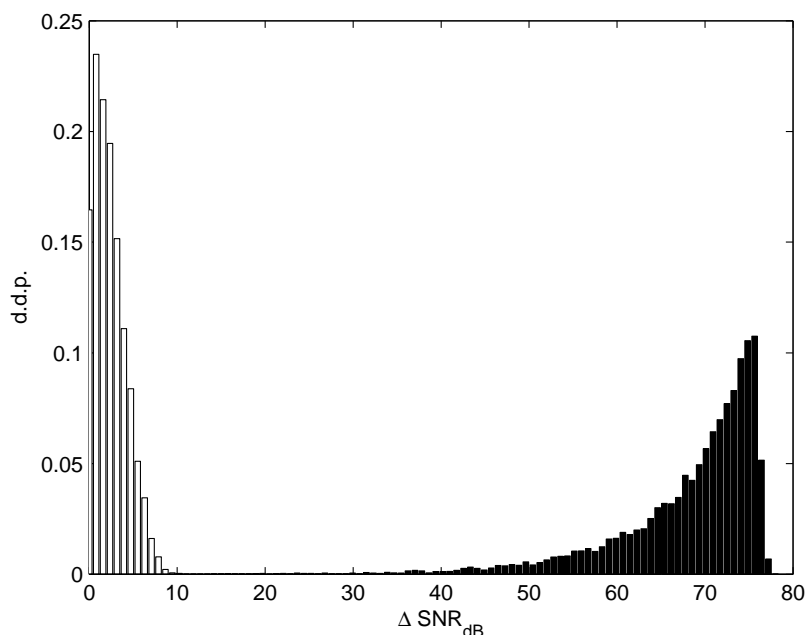


FIG. 4.17 – Comparaison des d.d.p. estimées de $\Delta\text{SNR}_{\text{dB}}$ du BFH avec filtres ECP (blanc) et avec filtres RLC (noir), pour le procédé *plate cap*.

conceptuellement à une déviation supplémentaire avec un *matching* nul. Ainsi, même dans le cas où une procédure de calibration est mise en place pour compenser les incertitudes sur les valeurs des composants, les filtres ECP devraient garder un avantage sur les filtres RLC standards.

4.4.3 Sensibilité vis-à-vis de la gigue d'horloge

Au niveau de la conversion, la précision de l'instant d'échantillonnage est tout aussi importante que la précision sur l'amplitude du signal. En pratique, l'instant d'échantillonnage est déterminé lorsqu'un signal d'horloge dépasse un certain seuil. Ce signal d'horloge est généré par un oscillateur et peut traverser un certain nombre de couches électroniques avant d'arriver au cœur du CAN. Les imperfections de l'oscillateur et des couches électroniques occasionnent des défauts dynamiques, que l'on appelle gigue, sur ce signal d'horloge et qui peuvent être modélisés par un bruit additif sur l'instant d'échantillonnage. Par conséquent, tout se passe comme si on n'échantillonnait pas aux instants nT mais aux instants $nT + \epsilon$ où ϵ est une variable aléatoire dont on précisera les caractéristiques ultérieurement.

Le but de cet étude est d'évaluer l'impact de la gigue d'horloge sur la qualité de la conversion du circuit étudié dans cette thèse et d'en déduire les contraintes sur cette gigue d'horloge afin d'obtenir une précision donnée (un SNR de 70 dB par exemple). Pour avoir une référence, l'impact de la gigue sera aussi établi pour un CAN-ET et un BFH avec résonateurs.

Pour cette étude, nous disposons d'un modèle de simulation de gigue d'horloge fourni par le LETI dans le cadre du projet ANR VersaNum (2006-2009). Ce modèle a l'avantage d'être plus réaliste que le simple bruit blanc gaussien souvent considéré pour modéliser la gigue d'horloge. Car en effet, concernant les **ADPLL**, le bruit généré est un bruit coloré. Nous

aurons donc une évaluation plus précise en utilisant ce modèle.

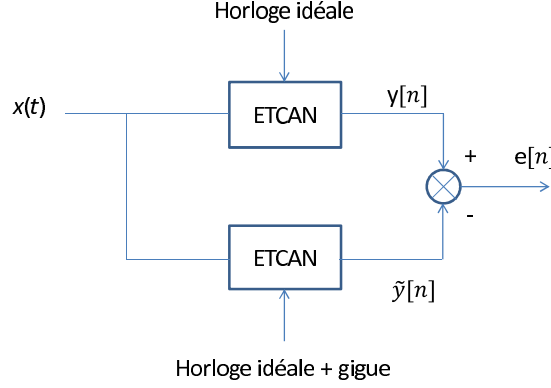


FIG. 4.18 – Plateforme de simulation de l'impact du jitter dans un CAN-ET

La **Figure 4.18** montre la plateforme permettant de calculer le SNR en sortie en présence de gigue pour un CAN-ET. Comme nous considérons ici un CAN-ET idéal c'est-à-dire sans déformation du signal, le CAN-ET du haut, commandé par une horloge idéale, peut servir de référence et donne la puissance du signal utile en sortie. Le CAN-ET du bas subit une gigue sur chaque instant d'échantillonnage. L'erreur obtenue en sortie correspond exactement à l'erreur due à la gigue d'horloge. On peut alors calculer le SNR en sortie en présence de gigue d'horloge par :

$$\text{SNR}_{\text{dB}}\{\text{AG, CAN-ET}\} = 10 \log_{10} \left[\frac{P_y}{P_e} \right], \quad (4.26)$$

où P_y est la puissance du signal utile en sortie $y[n]$ et P_e , la puissance de l'erreur $e[n]$.

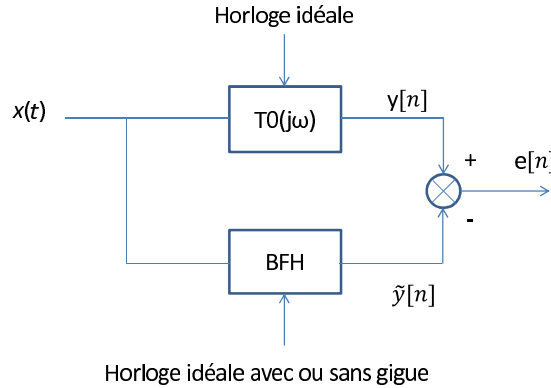


FIG. 4.19 – Plateforme de simulation de l'impact du jitter dans un BFH

Pour un BFH, on ne peut pas procéder de la même manière car dans le BFH, le signal utile subit une certaine distorsion en amplitude et en phase. Il faut donc compenser cette distorsion. La **Figure 4.19** illustre la plateforme utilisée. La voie supérieure symbolisée par $T_0(j\omega)$ simule seulement la fonction de distorsion du BFH nommée $V_{BFH}^0(e^{j\omega})$ exprimée par l'équation (2.20). $y[n]$ représente donc le signal utile en sortie du BFH, sans les repliements. La voie inférieure simule le BFH complet. En sortie, on retrouve donc le signal utile plus les repliements. Selon que l'on applique de la gigue au BFH ou non, l'erreur représentera l'erreur

TAB. 4.5 – SNR en présence ou non de gigue d’horloge pour un CAN-ET, BFH à filtres ECP et BFH à filtres résonants (en dB)

σ_{gigue}	CAN-ET	BFH ECP	BFH résonateurs
sans gigue	N/A (∞)	72.3	74.5
3 ps	40.1	40.7	41.9
0.5 ps	55.5	56.2	57.4
0.2 ps	63.0	63.6	64.9
0.06 ps	69.9	70.3	72.2

due aux repliements seuls ou l’erreur due au repliements et à la gigue. On peut ainsi calculer un SNR de référence :

$$\text{SNR}_{\text{dB}}\{\text{SG}, \text{BFH}\} = 10 \log_{10} \left[\frac{P_y}{P_e(\text{sans gigue})} \right], \quad (4.27)$$

et un SNR avec gigue :

$$\text{SNR}_{\text{dB}}\{\text{AG}, \text{BFH}\} = 10 \log_{10} \left[\frac{P_y}{P_e(\text{avec gigue})} \right]. \quad (4.28)$$

On peut ainsi d’une part connaître la contribution précise de la gigue dans la dégradation du SNR et d’autre part comparer le SNR d’un BFH avec celui d’un CAN-ET. Les simulations ont été effectuées pour différentes valeurs d’écart-type de gigue, pour des BFH à filtres ECP et à filtres résonants. Les résultats sont générés pour des systèmes de conversion à quatre voies travaillant sur la bande [420;840] MHz. Un signal d’entrée sinusoïdal de fréquence 500 MHz a été utilisé pour ces calculs. Pour simuler la partie analogique du BFH, on déforme et on déphase le signal sinusoïdal d’entrée avec respectivement la magnitude et le déphasage des filtres d’analyse. Les résultats sont donnés dans le [Tableau 4.5](#).

Les résultats montrent des valeurs de SNR similaires (à 2 dB près) quelle que soit la structure. On constate que pour les trois structures étudiées, pour parvenir à un SNR de 70 dB, il faut une gigue d’écart-type au plus égal à 0.06 ps.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons tout d’abord présenté l’architecture sélectionnée au regard des contraintes décrites dans le [Chapitre 1](#). La proposition de cette thèse est d’implémenter un filtre ECP comme filtre analogique et échantillonneur dans chaque voie d’un convertisseur à BFH. Nous avons ensuite calculé le modèle théorique généralisé du filtre à ECP dans le cadre de son utilisation dans les BFH. Dans ce cadre, les filtres ECP doivent pouvoir traiter des signaux larges bandes et doivent être hautement reconfigurables. Nous avons étudié l’architecture de génération des horloges de commande et nous avons défini un plan de fréquences permettant un compromis entre performances système et complexité de l’unité de génération des signaux de commande. Nous avons enfin étudié le circuit au niveau système afin de définir l’impact de certaines imperfections sur les performances du convertisseur synthétisé.

L’étape suivante est présentée dans le [Chapitre 5](#). Nous allons décrire la modélisation de la partie analogique au niveau électrique, puis nous proposerons une méthodologie afin d’étudier le circuit au niveau système tout en tenant compte des paramètres électriques du circuit analogique. Enfin nous présenterons les simulations réalisées, le comportement transitoire du

circuit, l'application de la méthode d'étude du circuit et l'étude de la sensibilité du circuit à certaine variation analogique.

Chapitre 5

Simulation du circuit au niveau électrique

5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons proposé et décrit une nouvelle architecture de convertisseur à bancs de filtres hybrides dans laquelle les filtres analogiques sont des filtres à échantillonnage de charge passe-bande. Par rapport au modèle de la littérature présenté en [Chapitre 3](#) et limité à traiter des signaux dont la bande est fine devant la fréquence d'échantillonnage, nous avons proposé un nouveau modèle mathématique permettant de traiter des signaux large bande. Puis nous avons proposé un plan de fréquence adapté aux contraintes du projet et qui limite la complexité de l'unité de contrôle numérique générant les signaux de commande. L'architecture étant mise en place nous allons maintenant nous pencher sur la conception puis l'étude du circuit en simulation.

Ce chapitre va tout d'abord présenter l'architecture du circuit. Nous présenterons le système dans son ensemble puis nous détaillerons ses éléments. L'architecture combine des signaux analogiques temps continu, analogiques temps discret, et numériques. L'analyse de ces signaux va demander des outils mathématiques différents. Cette situation peut rendre difficile l'étude de l'architecture dans son ensemble. Nous allons proposer une méthodologie de simulation permettant d'étudier au niveau système l'influence des paramètres électriques.

Notre approche est de type ascendante (ou *bottom-up*), ce qui consiste à extraire les paramètres système des éléments depuis leur modèles électriques, puis de les implémenter sous forme de macro-modèles dans le système afin de caractériser le système dans son ensemble. Nous faisons appel à l'outil SpectreRF pour extraire la fonction de transfert des filtres ECP en utilisant les modèles électriques des composants. Puis l'algorithme intègre ces fonctions de transfert dans le modèle Matlab du système général afin de procéder à la synthèse des filtres numériques des BFH et à l'évaluation des performances du système.

Enfin ce chapitre présentera les simulations et études réalisées à l'aide de cette méthode. Nous présenterons le comportement transitoire des filtres d'analyse, puis nous décrirons l'application de la méthode évoquée auparavant, enfin nous présenterons quelques études basées sur cet outil.

5.2 Modélisation du circuit

Dans cette partie nous allons présenter les modèles choisis pour la conception au niveau électrique des filtres analogiques à ECP. Nous allons tout d'abord présenter l'architecture dans son ensemble et le circuit au niveau électrique qui a été conçu. Puis nous présenterons en détail la modélisation de certains de ses composants comme le LNTA, les signaux de commande et les interrupteurs.

5.2.1 Présentation du circuit

La [Figure 5.1](#) représente l'architecture sélectionnée telle qu'elle a été décrite dans le [Chapitre 4](#). Elle est composée de 4 voies. Sur chaque voie le signal analogique traverse tout d'abord un LNTA. Ce LNTA est représenté par son modèle le plus simple : une transconductance gm . Ce signal est ensuite filtré et échantillonné par le filtre à échantillonnage de charge passe-bande (ECP). Les quatre filtres ECP sont tous conçus de façon identique. Ce sont les signaux de commande qui vont définir la forme de chaque fonction de transfert (voir [Chapitre 4](#)). En sortie de l'ECP le signal est analogique mais en temps discret. Le CAN va ensuite quantifier le signal. À partir de cette étape le signal est numérique. Il va être traité par un filtre numérique adapté afin de pouvoir recombinaer les quatre voies. Les filtres numériques sont conçus de façon à minimiser les erreurs ajoutées par l'ensemble du BFH (voir [Chapitre 2](#)).

Une des voies est détaillée sur la [Figure 5.2](#). La partie analogique de cette architecture (LNTA, ECP) a été modélisée à l'aide de l'outil de schématique Cadence qui crée une *netlist* en langage Spectre. Cadence permet d'afficher graphiquement et de modifier cette netlist.

Le schéma du circuit analogique est représenté sur la [Figure 5.3](#). Dans la partie gauche de la [Figure 5.3](#) on observe le LNTA. Dans nos travaux nous utilisons un modèle idéal de LNTA qui sera détaillé dans le [paragraphe 5.2.2](#).

Dans la partie haute nous apercevons les sources de tensions qui génèrent les signaux de commande. Ils peuvent être choisis idéaux ou modélisés à l'aide de bascules selon les simulations voulues.

Au centre sont placés les quatre interrupteurs SWc1 à SWc4 qui sont commandés par les signaux de commande CMD_{Ci_p} et CMD_{Ci_n} afin d'alterner le courant dans la capacité d'intégration C0. Ces éléments sont également visibles sur le schéma de la [Figure 5.2](#).

Les deux interrupteurs de part et d'autre de C0, commandés par CMD_r , permettent de décharger C0 avant une nouvelle intégration.

Les deux sorties v_{int_p} et v_{int_n} permettent de transmettre la tension aux bornes de C0 à un échantillonneur-bloqueur idéal (non représenté sur la figure), décrit en Verilog-A, qui permettra au simulateur d'extraire la fonction de transfert de la fonction filtrage (ceci sera détaillé en [paragraphe 5.3.2](#)).

Les deux interrupteurs commandés par CMD_{out} permettent de transmettre l'échantillon de C0 à C1 durant le temps T_{out} .

C1 stocke la charge durant une grande partie de la période suivante ce qui laisse plus de temps au CAN pour acquérir l'échantillon.

L'architecture est nécessairement différentielle afin de pouvoir alterner le sens du courant dans la capacité. L'autre avantage d'une architecture différentielle est de pouvoir se détacher des contraintes liées aux composants continus. Cela améliore la précision du système et sa robustesse face à des perturbations continues ou très basses fréquences.

Nous allons maintenant détailler les modèles choisis pour chaque élément du circuit analogique d'échantillonnage décrit précédemment. Pour les capacités d'intégration et de stockage nous

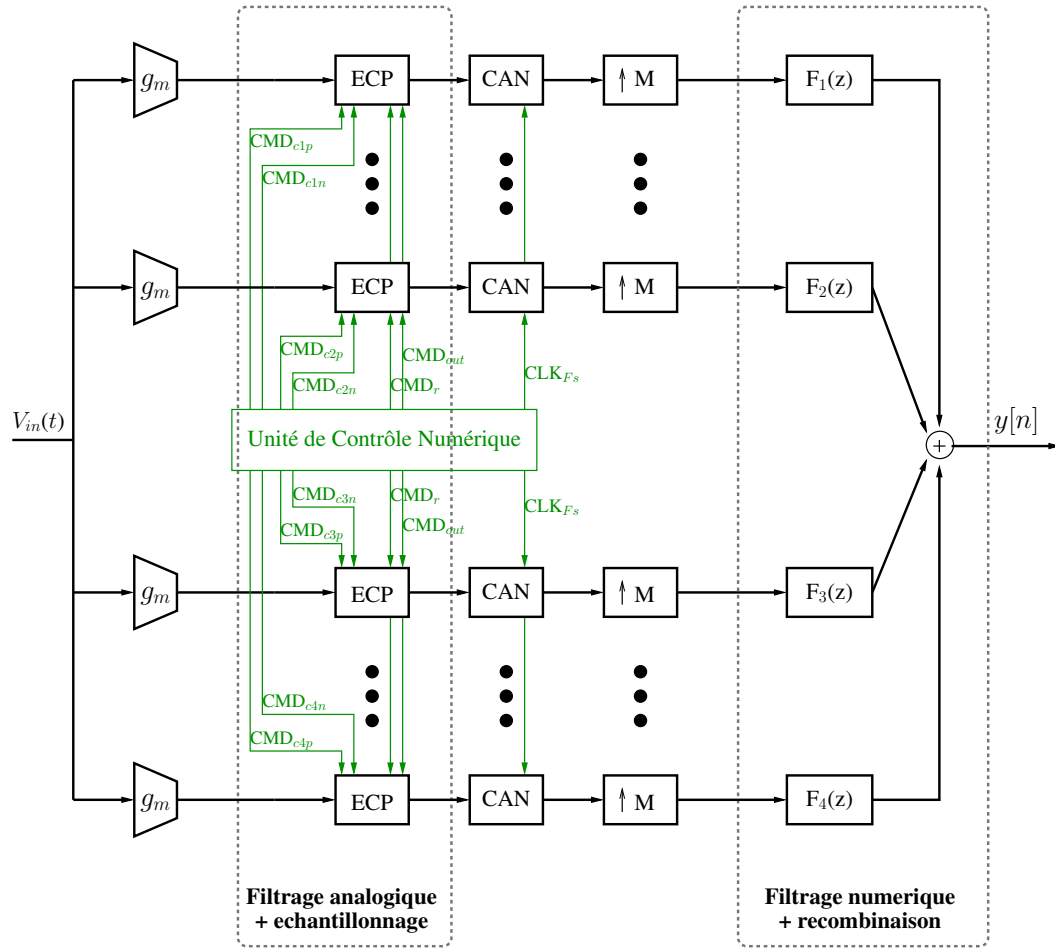
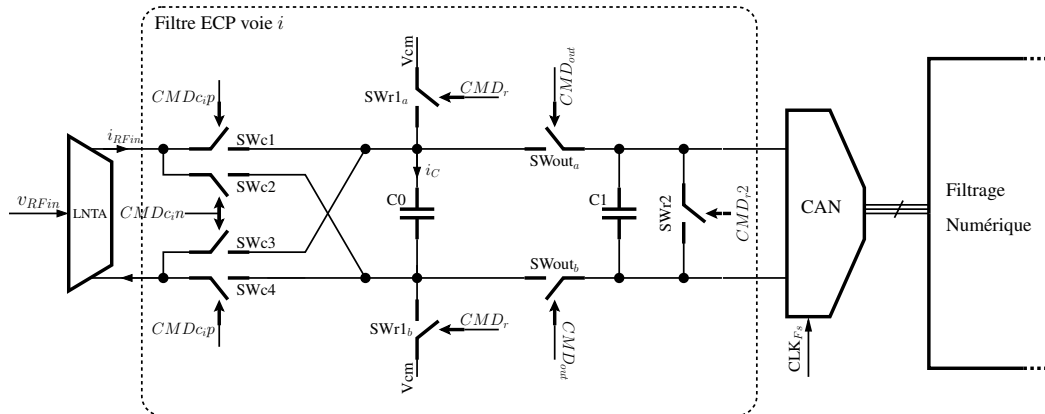


FIG. 5.1 – Schéma détaillé de l'architecture proposée

FIG. 5.2 – Schéma détaillé d'une voie i



avons utilisé le modèle idéal de capacité. Ce modèle idéal signifie que la valeur de la capacité reste toujours constante et ne dépend d'aucun paramètre physique. Par contre par la suite nous décrirons les effets d'une déviation de la valeur de cette capacité. Les modèles des LNTA, des horloges de commande et des interrupteurs seront décrits dans les sous-sections suivantes.

5.2.2 L'amplificateur faible bruit à transconductance

Le LNTA a été modélisé en utilisant un schéma simplifié représenté sur la [Figure 5.4](#). Nos travaux ne portant pas sur l'étude du LNTA, un tel modèle simple permet d'alléger les simulations de l'ensemble du circuit. La transconductance du LNTA est modélisée en utilisant deux sources de courant indépendantes avec un gain de $\pm G_m$ avec $G_m = 80mS$ et contrôlées en courant par le signal d'entrée v_{RFin} . Deux très grandes impédances ($10G\Omega$) sont ajoutées de part et d'autre du LNTA pour forcer la tension mode commun de sortie à une valeur V_{cm} . Les valeurs des paramètres proviennent de (22).

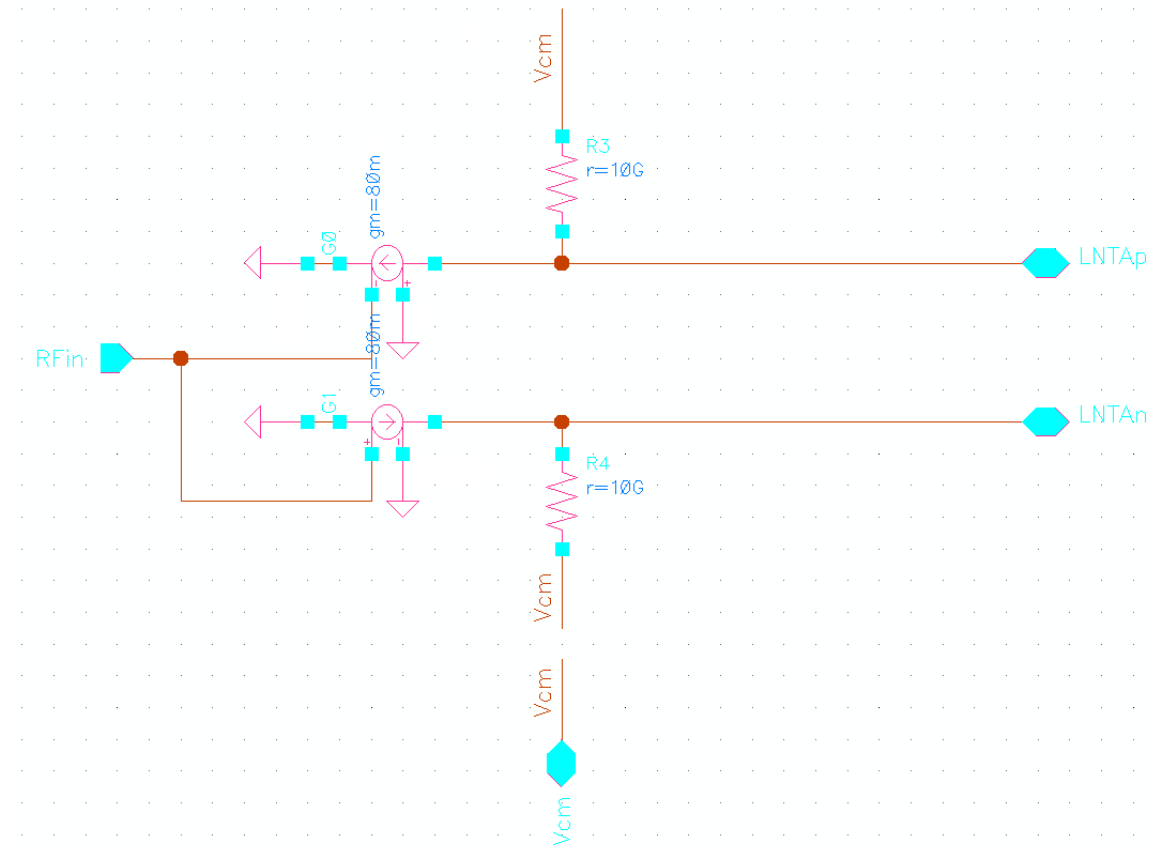


FIG. 5.4 – Schéma du modèle de LNTA

5.2.3 Les horloges de commande

Dans un premier temps nous avons utilisé pour notre circuit des sources de tensions idéales afin de paramétrer les temps d'horloges et de valider le fonctionnement temporel du circuit. Les simulations du comportement temporel du circuit sont décrites dans le [paragraphe 5.4.1](#) plus loin dans ce chapitre.

Dans un second temps nous avons utilisé des modèles électriques de bascules provenant d'un kit de conception pour technologie Cmos 65nm. Nous avons fait une optimisation commune avec les interrupteurs. Les objectifs étaient :

- Limiter la taille des transistors,
- Limiter le nombre de bascules et leurs tailles,
- Maximiser les vitesses de basculement des interrupteurs.

Les valeurs des paramètres des interrupteurs issues de cette optimisation commune sont celles de notre circuit final et sont décrites dans la sous-section suivante présentant les interrupteurs.

5.2.4 Les interrupteurs

Plusieurs niveaux d'abstraction des interrupteurs ont été étudiés et implémentés dans le modèle électrique du circuit. Tout d'abord le macro-modèle, modèle simplifié d'un interrupteur, permet une réduction drastique du temps de simulation. Ensuite le modèle électrique, basé sur des modèles de transistors avancés est bien plus représentatif du comportement réel du circuit, mais demande des temps de simulations bien plus longs. Nous allons ici présenter ces deux modèles, puis enfin nous présenterons l'extraction des valeurs de R_{on} et R_{off} depuis le modèle électrique pour les implémenter dans le macro-modèle.

Tout d'abord le macro-modèle simplifié qui est décrit sur la [Figure 5.5](#). L'impédance entre les ports $[V_s \text{ et } V_d]$ va dépendre de la tension de commande aux bornes de $[V_g \text{ et } \overline{V_g}]$. Dans le modèle simplifié, si la tension de commande est inférieure à un certain seuil V_{off} (par exemple 0.2V), l'interrupteur sera ouvert avec une résistance R_{off} très haute (ex : $8M\Omega$). Si la tension de commande est supérieure à un seuil V_{on} l'interrupteur sera fermé, avec une résistance R_{on} basse (ex : 100Ω). Entre ces deux seuils l'impédance varie linéairement de R_{on} à R_{off} .

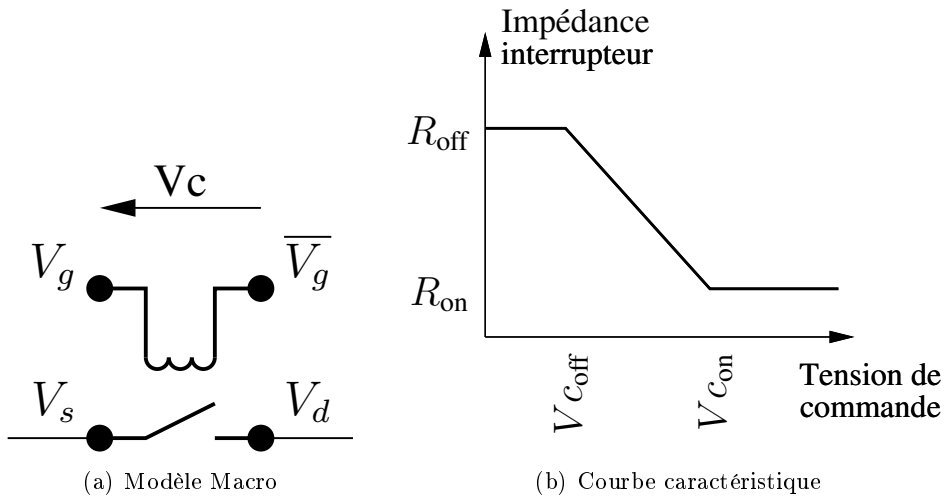


FIG. 5.5 – Macro-modèle d'interrupteur

Un modèle électrique a également été implémenté. Il est représenté sur la [Figure 5.6](#). Il s'agit d'un interrupteur Cmos (Nmos // Pmos). L'avantage d'un tel interrupteur est d'être moins sensible aux variations de la tension aux bornes de l'interrupteur, par rapport à un transistor pris tout seul. (69).

Les valeurs des paramètres des transistors sélectionnés pour l'architecture finale sont listées dans le [Tableau 5.1](#).

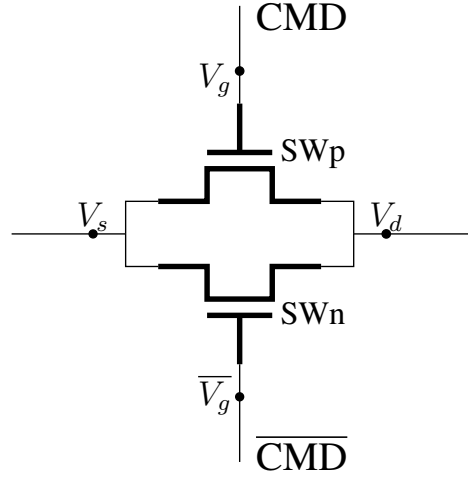


FIG. 5.6 – Schéma d'un interrupteur CMOS

Transistors	W(μm)	L(μm)
SWc	6	0.06
SWr	25	0.06
SWout	22	0.06
SWr2	12	0.06

TAB. 5.1 – Paramètres des interrupteurs pour l'architecture sélectionnée

Pour réduire le temps de simulation il peut parfois être nécessaire de revenir aux macro-modèles d'interrupteurs décrits au début de cette partie. Pour cela nous avons besoin d'extraire du modèle électrique les valeurs des R_{on} et R_{off} de chaque interrupteur pour les insérer dans le macro-modèle.

Tout d'abord le calcul peut se faire de façon théorique. Pour la R_{on} d'un seul transistor on peut se baser sur la formule proposée par (70) :

$$R_{on} = \frac{1}{\mu C_{ox} \cdot W/L} \cdot (V_{GS} - V_T) \quad (5.1)$$

Dans notre cas l'interrupteur est composé d'un Nmos et d'un Pmos en parallèle. Suivant le choix qu'on fait sur leurs tailles respectives W_n et W_p le comportement va être différent. En général on différencie deux cas :

1. Pour que la conductance G_{sw} de l'interrupteur soit indépendante du signal on peut définir (69) que $\mu_n \cdot W_n = \mu_p \cdot W_p$. Ceci permet également d'atteindre des fréquences de fonctionnement élevées. Dans ce cas :

$$G_{sw} = 2 \cdot \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W_n}{L} \cdot V_{dd} \quad (5.2)$$

2. La seconde option est de choisir les W_n et W_p égaux. Cette symétrie permet de limiter la surface des interrupteurs. De plus elle est parfois préférée par les concepteurs de circuits à très hautes vitesses car elle permet de créer une symétrie dans l'interrupteur qui égalise les chemins de propagation des signaux à travers l'interrupteur et donc leur

temps de transmission, ceci réduisant les fuites lors de la fermeture et de l'ouverture de l'interrupteur. Dans ce cas la conductance générale est (pour $W_n = W_p = W$) :

$$G_{sw} = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W_n}{L} \cdot (V_{DD} - V_{th,n} - V_{in}) + \mu_p \cdot C_{ox} \cdot \frac{W_n}{L} \cdot (0 + V_{th,p} + V_{in}) \quad (5.3)$$

Une impédance ne pouvant être négative, cette formule précédente ne peut être valable que pour $-V_{th,p} < V_{in} < (V_{DD} - V_{th,n})$. Les paramètres de la technologie choisie nous amènent à choisir un mode commun à $V_{in} = 0.5V$. Les résultats numériques, basé sur les paramètres technologiques sont référencés dans le [Tableau 5.2](#).

Interrupteur	W_n	W_p (cas 1)	W_p (cas 2)	R_{on} (cas 1)	R_{on} (cas 2)
SWc	6.00 μm	13.3 μm	6.00 μm	20.8 Ω	65.9 Ω
SWr	25.0 μm	55.6 μm	25.0 μm	5.00 Ω	15.8 Ω
SWout	22.0 μm	48.9 μm	22.0 μm	5.68 Ω	18.0 Ω
SWr2	12.0 μm	26.7 μm	12.0 μm	10.4 Ω	33.0 Ω

TAB. 5.2 – Valeurs théorique des paramètres des interrupteurs pour l'architecture sélectionnée

On observe que suivant la méthode choisie les valeurs de R_{sw} calculées varient d'un rapport 3. L'ordre de grandeur restant le même, le comportement du circuit est peu altéré. Il faut faire un compromis entre la linéarité du R_{on} et intégrabilité du circuit. Nous avons choisi l'option 2. Ce choix se fait au détriment de la linéarité du R_{on} que proposait l'option 1, mais les points primordiaux de nos travaux étaient de limiter la surface et la consommation de la partie analogique.

Pour le calcul du R_{off} les formules n'existent pas dans une approximation d'ordre 1, car par définition, quand le transistor est ouvert on considère que $i=0$, et donc R_{off} infini. Nous avons donc estimé ce R_{off} à l'aide de simulations électriques simples sur le comportement du transistor. Les résultats sont regroupés dans le [Tableau 5.3](#) à la fin de cette partie.

Interrupteur	V_{goff} (Volts)	$V_{dsoff}(V)$	$R_{off}(\Omega)$	$V_{dson}(V)$	$R_{on}(\Omega)$
SWc	0.15	[0 0.3]	[8E6 2E7]	1.2	[82 230]
SWr0	0.15	[0 0.3]	[2.5E6 4.3E6]	1.2	[19 53]
SWout	0.15	[0 0.3]	[2E6 5.5E6]	1.2	[22 62]
SWr1	0.15	[0 0.3]	[4.2E6 1E7]	1.2	[50 150]

TAB. 5.3 – Tableau des valeurs du R_{sw} pour différents interrupteurs

Nous avons extraits dans le [Tableau 5.3](#) les plages de valeurs de R_{on} et R_{off} que peuvent prendre chacun des transistors de notre circuit. Pour insérer ces valeurs dans les macro-modèles nous avons sélectionné à chaque fois le pire cas, c'est à dire les R_{on} les plus grands et les R_{off} les plus faibles. Ces valeurs sont regroupées dans le [Tableau 5.4](#). Nous sommes conscients que ce modèle est simple et ne prend pas en compte certaines non-linéarités de l'interrupteur. Nous savons aussi que ce modèle ne prend pas en compte les aspects capacitifs du modèle électrique avancé.

Nous avons ainsi décrit dans cette section les éléments analogiques de notre architecture. Nous avons mis en évidence l'hétérogénéité de l'architecture, qui est composée d'éléments analogiques temps continus, analogiques temps discrets, et d'éléments numériques. Les performances de l'ensemble de ce système doivent être optimisées. L'analyse des fonctions

Interrupteur	R _{on} macro-modèle (Ω)	R _{off} macro-modèle (Ω)
SWfc	230	8 M Ω
SWr0	53	2, 5 M Ω
SWout	62	2 M Ω
SWr1	150	4, 2 M Ω

TAB. 5.4 – Tableau des valeurs de R_{on} et R_{off} sélectionnés pour les macro-modèles de chaque interrupteur

analogiques doit être faite avec des outils d'analyse analogique avancés, alors que les méthodes de synthèses des filtres numériques pour bancs de filtres hybrides et d'analyse des performances globales ont été conçues au niveau système. Il nous a donc fallu mettre en place une méthodologie de simulation afin de pouvoir faire interagir les paramètres électriques avec le comportement du circuit au niveau système. Cette méthodologie sera décrite dans la section suivante.

5.3 Méthodologie de simulation

Nous allons maintenant introduire la méthodologie de simulation utilisée et son application à l'établissement d'une méthode appropriée à l'étude de notre architecture à signaux mixtes. Elle est basée sur la stratégie de conception ascendante (ou *Bottom-up*). Cette stratégie consiste à extraire les paramètres système d'un élément depuis son modèle électrique, et à les implémenter dans le modèle système de l'architecture afin de caractériser l'ensemble du système. Dans le contexte de notre architecture, la partie analogique de filtrage combine signaux à temps discrets et à temps continus. L'algorithme utilise l'outil SpectreRF pour extraire la fonction de transfert des filtres à ECP depuis leur modèle électrique. L'algorithme intègre ensuite ces fonctions de transfert dans le modèle Matlab de l'ensemble du système afin de procéder à la synthèse des filtres numériques du BFH à et l'évaluation des performances du système. Cette méthode sera détaillée dans le [paragraphe 5.3.1](#). Le besoin d'utiliser SpectreRF pour extraire les fonctions de transfert des filtres d'analyse ECP sera expliqué dans le [paragraphe 5.3.2](#).

5.3.1 Présentation général de la procédure

La procédure générale pour la définition des paramètres de l'architecture, la synthèse du BFH en tenant compte du comportement électrique de la partie analogique, et l'évaluation des performances système est représentée sur la [Figure 5.7](#).

1. Les paramètres système et électriques généraux sont définis avec Matlab,
2. Le code Matlab définit également le plan de fréquences et les paramètres de la fonction de transfert de chaque filtre d'analyse.
3. Puis Matlab lance un processus de modélisation électrique du circuit et d'extraction de la fonction de transfert pour chaque filtre analogique. Pour chaque filtre :
 - Matlab écrit un fichier *netlist* en langage Spectre qui décrit le circuit et les paramètres du filtre ECP ainsi que les simulations SpectreRF à lancer,
 - Matlab lance la simulation SpectreRF qui extrait la fonction de transfert depuis le schéma électrique, puis Matlab importe les résultats,

4. Lorsque le code Matlab a extrait les fonctions de transfert de tous les filtres analogiques, il utilise l'outil de synthèse des BFH pour synthétiser les filtres numériques adaptés aux filtres analogiques (Voir [Chapitre 2](#)),
5. Enfin lorsque le système est synthétisé on peut calculer les performances du système.

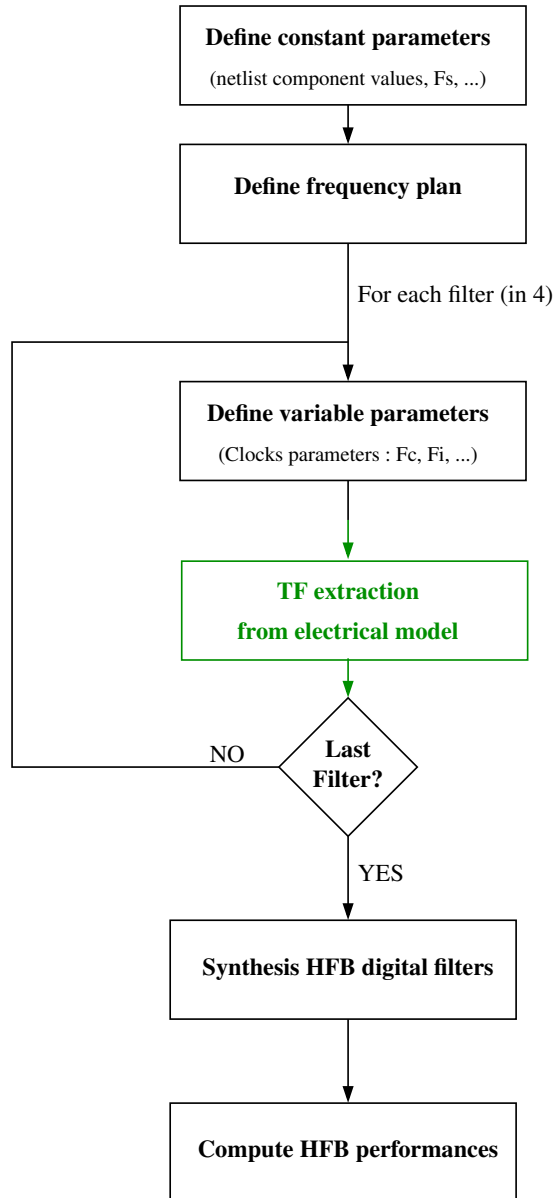


FIG. 5.7 – Schéma général de la procédure de simulation proposée

Ainsi nous avons mis en place une méthode de simulation automatique pour calculer les performances d'un système à BFH à partir du comportement électrique de sa partie analogique. Le processus d'extraction de la fonction de transfert à l'aide de SpectreRF sera détaillé dans la sous-section suivante.

5.3.2 Extraction de la fonction de transfert à l'aide de Spectre RF

Le circuit analogique à ECP combine à la fois un filtrage en temps continu et une fonction de sous-échantillonnage. Le circuit étant piloté par une horloge, la topologie du circuit change en fonction des position des interrupteurs, ainsi une analyse AC classique n'est pas possible. Pour étudier ce genre de circuit linéaire variant périodiquement dans le temps une solution consiste à utiliser SpectreRF.

L'outil SpectreRF du simulateur Spectre est capable de simuler des filtres à capacités commutées jusqu'au niveau transistor. Il est capable d'effectuer des analyses petits signaux comme des analyses AC et de bruit à partir d'un point de fonctionnement périodique et ainsi peut directement prédire les caractéristiques de transfert et de bruit de filtres tout en conservant l'horloge active.

Les échantillons intégrés par le filtre sont bloqués par un un modèle idéal Échantillonneur-Bloqueur (EB) décrit en Verilog-A échantillonnant à la fréquence F_s . Pour extraire la fonction de transfert nous faisons tout d'abord tourner une analyse AC périodique (PAC) avec une entrée sinusoïdale et nous observons la courbe PAC d'ordre zéro en sortie de l'EB. (Un exemple pour les voies 1 à 4 est représenté sur la [Figure 5.8\(a\)](#).) Puis nous divisons cette courbe par la fonction de transfert de la fonction de blocage introduite par l'EB idéal. (Cette fonction de transfert est un sinus cardinal passe-bas avec des zéros à tous les kFs, et est représentée sur la [Figure 5.8\(b\)](#).) Ainsi nous obtenons la fonction de transfert de la fonction filtrage introduite par le filtre ECP (représentée pour les 4 filtres sur la [Figure 5.8\(c\)](#)). La correspondance entre ces courbes et la théorie sera décrite et validée dans la [Section 5.4](#) décrivant les simulations et résultats.

Le détail du processus d'extraction de la fonction de transfert d'un filtre ECP depuis son modèle électrique est schématisé sur la [Figure 5.9](#) et décrit ci-dessous.

(1)(2)(3) Tout d'abord avant la simulation l'utilisateur conçoit le circuit et les paramètres des composants du circuit à l'aide de Cadence. Il peut observer et modifier l'architecture à l'aide de l'outil graphique de Cadence. Ceci génère un fichier décrivant le circuit, nommé *netlist*. Dans notre situation la *netlist* est décrite dans un langage adapté au simulateur Spectre.

Puis le processus sous Matlab est lancé comme décrit dans le schéma général du processus sur la [Figure 5.7](#). Lorsque le processus arrive à l'étape d'extraction de la fonction de transfert d'un des filtres, Matlab va définir les paramètres des signaux de commande permettant d'obtenir la fonction de transfert voulue.

Puis **(4)** le code Matlab va réécrire la *netlist* en implémentant les paramètres sélectionnés. Ensuite **(5)** Matlab lance la simulation Spectre.

(6) Le simulateur Spectre va effectuer les simulations commandées par la *netlist*.

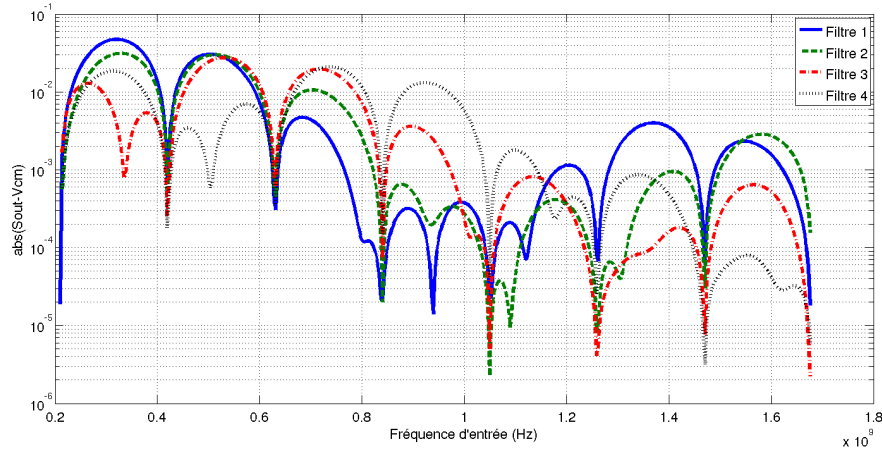
(7) Spectre stocke les résultats dans des fichiers de simulation puis rend la main à Matlab.

(8) Matlab lance une fonction qui lit ces fichiers de donner pour extraire les données utiles. Ici il va importer l'ordre 0 de la simulation PAC.

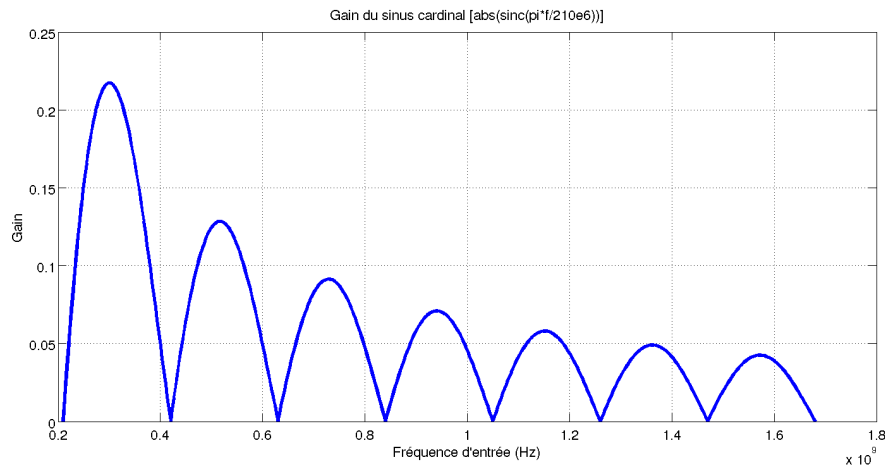
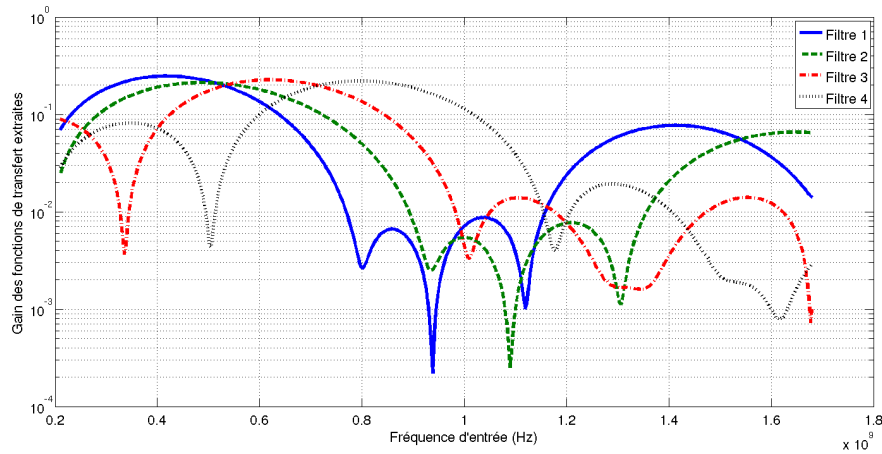
(9) Enfin Matlab va effectuer les post-traitements décrits précédemment afin de faire apparaître la fonction de transfert.

L'ensemble de ce processus peut être itéré afin d'extraire les fonctions de transfert de chacun des filtres ECP.

Ainsi nous avons présenté une nouvelle méthodologie pour l'étude d'un système mixte, mêlant filtres échantillonneurs linéaires variant dans le temps et filtres numériques. Nous avons proposé l'automatisation de l'extraction des fonctions de transfert des filtres analogiques à partir de leur modèle au niveau électrique à l'aide de l'outil SpectreRF, puis de l'intégration



(a) Gain des réponses PAC d'ordre 0 en sortie des EB des voies 1 à 4

(b) sinus cardinal passe-bas avec zéros aux kF_s 

(c) Fonction de transfert des filtres analogiques des voies 1 à 4

FIG. 5.8 – Macro-modèle d'interrupteur

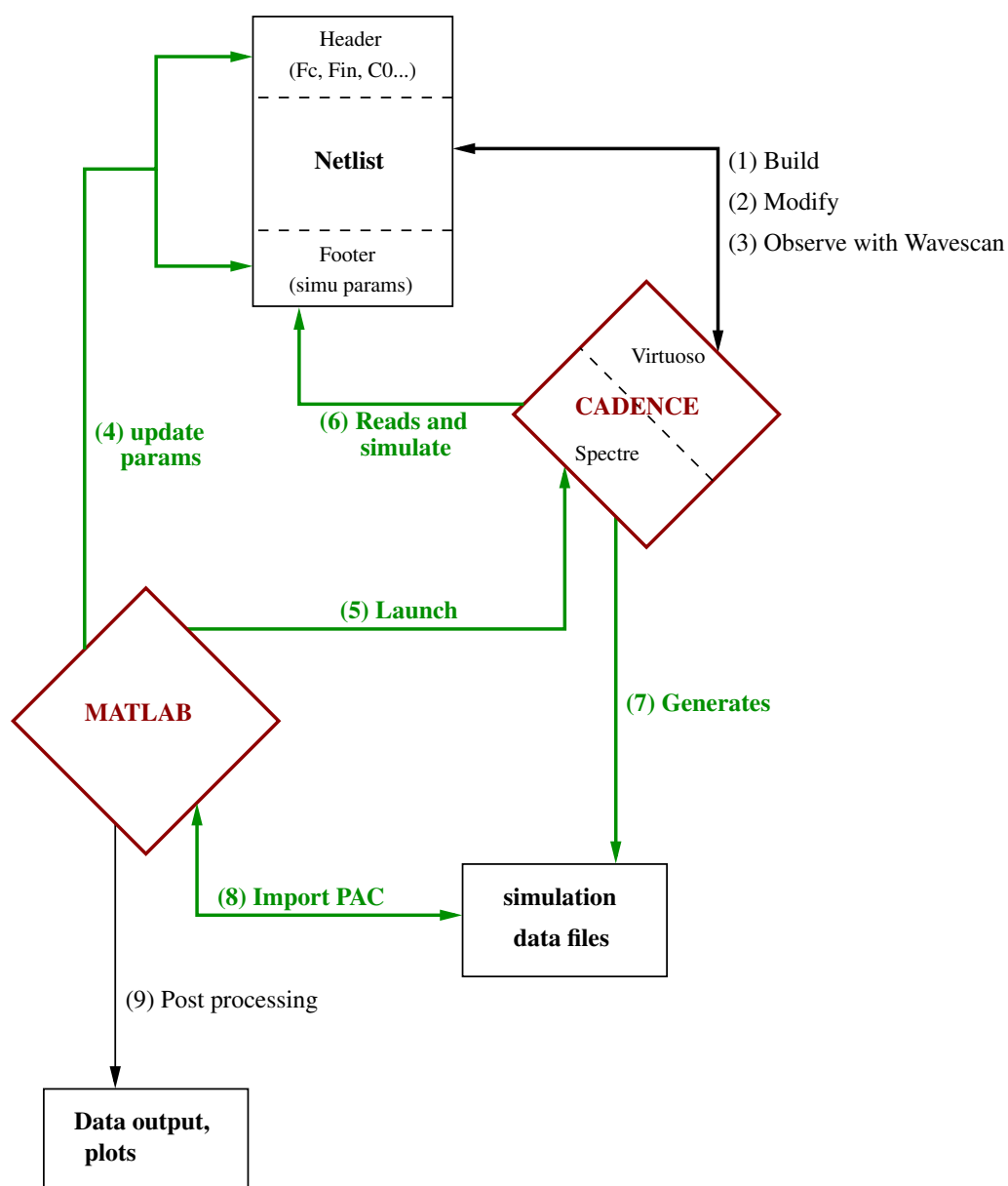


FIG. 5.9 – Schéma général de la procédure de simulation proposée

au modèle système pour la synthèse des filtres numériques adaptés et l'analyse des performances du système. Cette méthode automatique permet d'effectuer des études sur l'influence de paramètres analogiques sur les performances globales du circuit. Il nous a aussi permis d'étudier la sensibilité du circuit à des déviations que peut subir la partie analogique. Les études et simulations et les résultats seront décrits dans la partie suivante.

5.4 Résultats de simulations

Après avoir présenté la méthode de simulation que nous avons appliquée pour l'étude de notre système, nous allons maintenant présenter les résultats de simulations et les études effectuées. Nous allons tout d'abord présenter le comportement temporel du circuit sur sa période de fonctionnement. Puis nous présenterons l'application de la méthodologie de simulation et les fonctions de transfert mesurées. Enfin nous présenterons des études réalisées en se basant sur cette méthode de simulation.

5.4.1 Comportement temporel des filtres d'analyse

L'architecture du circuit est représentée sur la [Figure 5.1](#). Nous avons défini dans le [Chapitre 4](#) les paramètres de l'architecture et son plan de fréquences. Les formes des signaux de commande pour les 4 filtres d'analyses sont représentées sur la [Figure 5.10](#). Nous pouvons voir que les quatre périodes d'intégration démarrent de façon synchrone, mais ne se terminent pas au même moment car leurs durées d'intégration ne sont pas identiques. Ceci implique que le temps t_{0i} entre la fin de l'intégration et l'instant d'échantillonnage ne vont pas être les mêmes. Cette différence entre les t_0 de chaque voie se reportera sur les phases des fonctions de transfert.

Parmi les différentes options possibles pour la synchronisation des horloges entre elles, nous avons choisi celle décrite dans le paragraphe précédent et sur la [Figure 5.10](#). Nous avons préféré cette option par rapport à une autre qui consisterait à synchroniser les fin des périodes d'intégration et donc avoir le temps t_0 identique sur toutes les voies car l'option que nous avons choisie a apporté de meilleures performances système. En effet la diversité dans les t_{0i} provoque de la diversité entre les phases des fonctions de transfert de chaque filtre analogique. Cette diversité entre les fonctions de transfert des filtres d'analyses d'un BFH synthétisé permet d'atteindre de meilleures performances ([Chapitre 2](#)). Ce choix revient à proposer un compromis entre entrelacement temporel et fréquentiel. Dans les perspectives de travaux futurs, il pourra être intéressant d'envisager une optimisation du système en jouant sur les retards de chaque voie.

Ces horloges permettent de commander le fonctionnement périodique de l'intégration et de l'échantillonnage. Le comportement transitoire du circuit est représenté sur la [Figure 5.11](#). Les signaux représentés sont :

- Sur la première ligne, RF_{in} , le signal en bande passante provenant de l'antenne et sortant du filtre. Dans cette représentation transitoire RF_{in} est un sinus idéal de fréquence 503,4 MHz ;
- Sur la seconde ligne, les signaux de commande CMD_r , CMD_{Ci_p} , CMD_{Ci_n} , CMD_{out} , CMD_{r2} .
- Sur la troisième ligne les signaux internes à l'ECP et ses sorties. En orange le signal $V_{int}(t)$ au bornes de C0, en vert les échantillons $V_{out}(z)$ stockés par C1, et en gris les échantillons $V_{SH}(z)$ bloqués par le modèle idéal de SH pour l'extraction de la fonction de transfert.

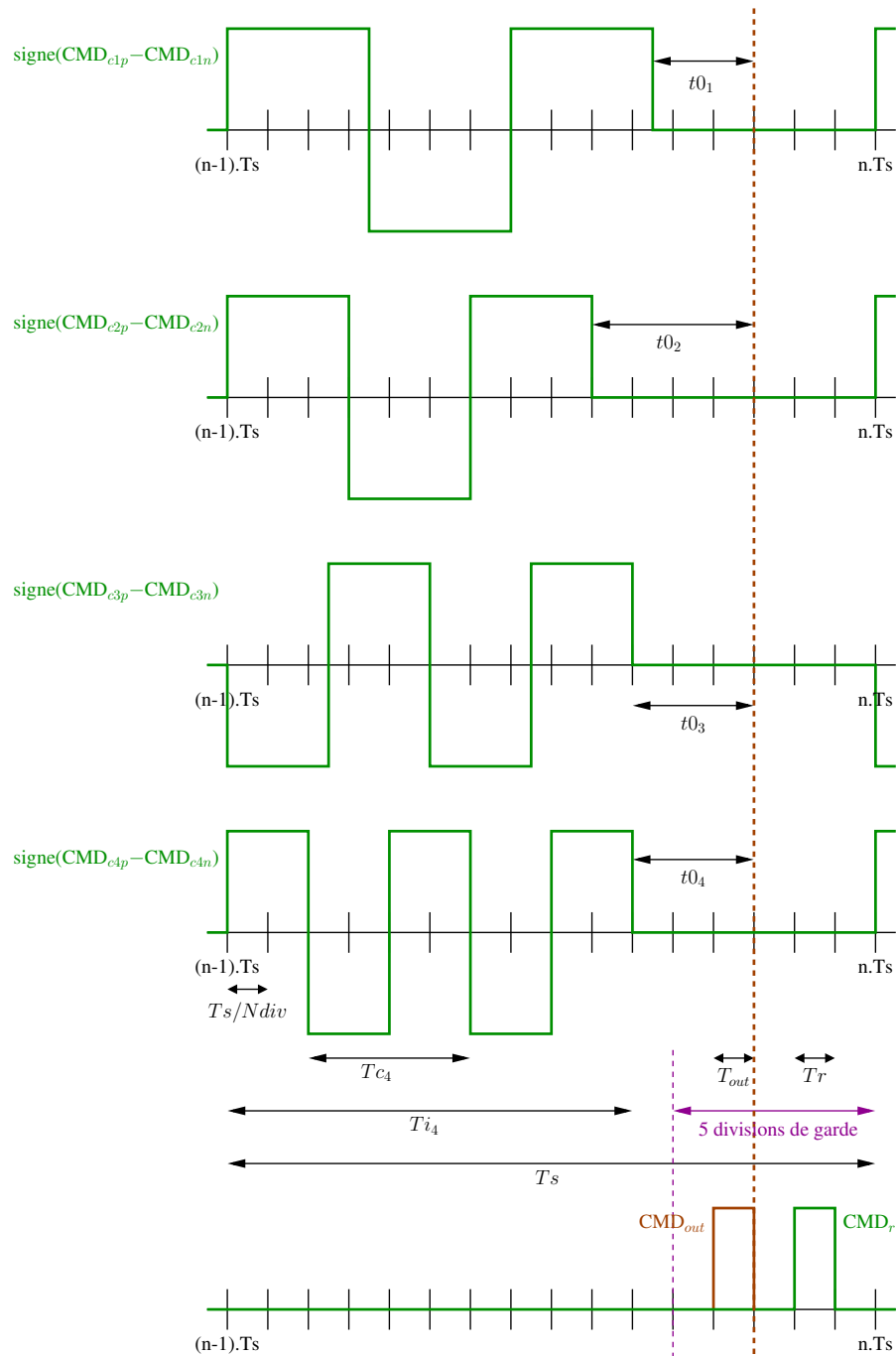


FIG. 5.10 – Signaux de commandes de l'architecture proposée

Le fonctionnement peut être décrit en 5 phases, représentées sur la **Figure 5.11**.

- Durant la phase 1, CMD_r s'active et la capacité $C0$ se réinitialise (V_{int} retombe à 0).
- Durante les phases 2 les signaux CMD_{Ci_p} et CMD_{Ci_n} s'activent alternativement, ceci intégrant le signal i_{RFin} alternativement dans le sens positif et négatif.
- Durant la phase 3 le signal CMD_{out} s'active, ce qui relie $C0$ et $C1$, équilibre leurs charges et leurs potentiels. $C1$ étant déchargée juste avant, le gain de ce transfert est constant et vaut $C0/(C1+C0)$. Il y a donc toujours une atténuation et $C1$ est choisie très inférieure à $C0$ pour que cette atténuation soit la plus faible possible. Ce transfert de charge est court mais non instantanée. Les valeurs des capacités et des résistances ont été choisies pour qu'à la fin de la durée T_{out} , les signaux V_{int} et v_{out} soient identiques à 0.1% près. À la fin du temps T_{out} l'échantillon est transmis, d'où le choix d'y positionner l'instant d'échantillonnage par le SH idéal.
- Durant la phase 4, l'ECP est désolidarisé de $C1$ et recommence une période d'intégration. Pendant ce temps $C1$ conserve l'échantillon pour laisser le temps au CAN de l'acquérir.
- Enfin durant la phase 5, le signal CMD_{r2} s'active, provoquant la réinitialisation de $C1$, juste avant que CMD_{out} ne s'active et transmette à nouveau l'échantillon nouvellement intégré à $C0$.

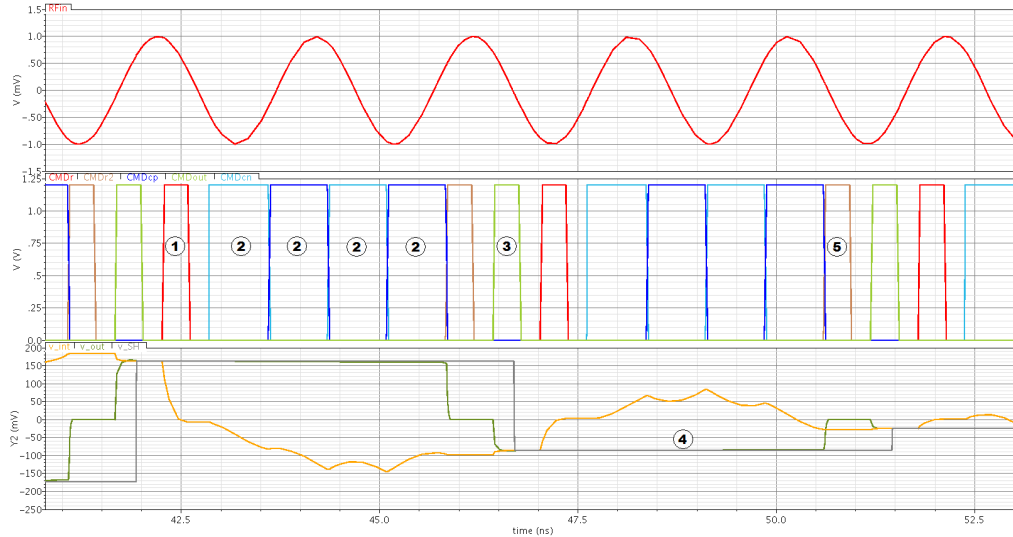


FIG. 5.11 – Simulation temporelle du comportement du filtre ECP de la voie 3 de notre système

Nous avons étudié le comportement du circuit pour les signaux de commande correspondant aux filtres analogiques des quatre voies, et nous avons adapté les valeurs des paramètres des interrupteurs, des capacités et des générateurs de commande pour que le circuit soit fonctionnel. Puis nous sommes passés à l'extraction de la fonction de transfert. Les résultats seront décrits dans le paragraphe suivant.

5.4.2 Fonctions de transfert du système conçu

Après le paramétrage du comportement temporel du circuit nous avons procédé à l'extraction des fonctions de transfert. Elle peut se faire étape par étape, ou dans le cadre de la procédure automatique décrite en **paragraphe 5.3.1**. Dans les deux cas la procédure est

identique et a été décrite en [paragraphe 5.3.2](#).

Nous allons représenter dans la suite les fonctions de transfert des quatre filtres d'analyse du circuit sélectionné, extraites depuis le modèle électrique du circuit, à l'aide de l'outil SpectreRF et de la méthode d'extraction décrite en [paragraphe 5.3.2](#). L'avantage de cette méthode d'extraction est qu'elle est la même quelque soit le niveau de précision des modèles électriques choisis. Nous allons tout d'abord présenter les fonctions de transfert extraites depuis le modèle où les interrupteurs sont les macro-modèles décrits en [paragraphe 5.2.4](#), puis nous présenterons les FT extraites depuis le modèle où les interrupteurs sont réalisés à l'aide de modèles avancés de transistors en technologie Cmos 65nm.

Les [Figure 5.12\(a\)](#) et [Figure 5.12\(b\)](#) représentent respectivement les gains et les phases des quatre fonctions de transfert de notre système où les interrupteurs sont des macro-modèles d'interrupteurs, focalisés sur la bande reçue [420 ; 840] MHz. Les courbes de gains sont normalisées avec un même gain statique. C'est à dire que chaque groupe de quatre courbes (courbes idéales et courbes simulées) est normalisé par un gain de façon à ce que le maximum de l'ensemble de ces quatre courbes vaille 1. Nous nous permettons cette simplification car une même erreur de gain à l'ensemble des quatre filtres est facilement corrigeable en sortie du BFH et n'affecte en aucun cas les performances de correction. Ainsi on observe une très bonne corrélation entre les courbes idéales et simulées. Les deux erreurs introduites par la simulation sont :

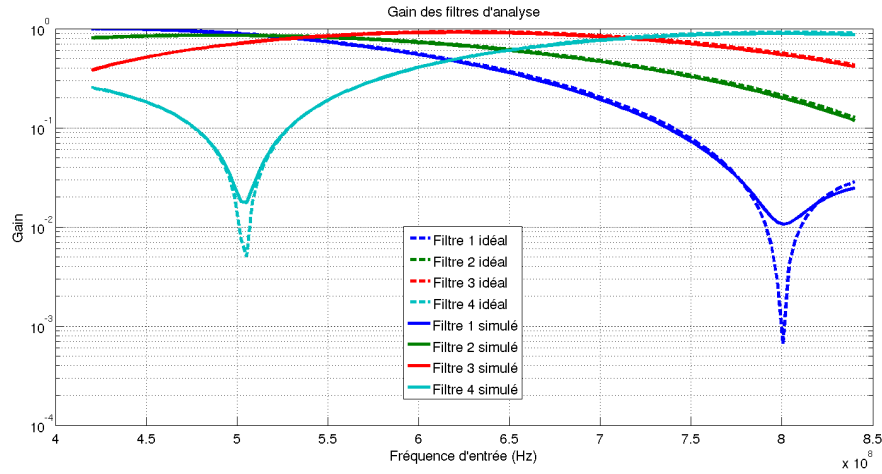
- La première erreur est visible sur les deux [Figure 5.12\(a\)](#) et [Figure 5.12\(b\)](#). Les zéros du gain ne sont pas aussi profonds qu'en théorie, et les sauts de phases ne sont pas aussi instantanés qu'en théorie. Ceci est dû aux résistances R_{on} non nulles et R_{off} finies des interrupteurs ([43](#)).
- La seconde erreur est visible sur le diagramme de phase : Il y a une légère différence entre les pentes des phases théoriques et simulées. Elles viennent de l'imprécision lors de la lecture du temps $t0_i$ sur chaque signal de commande et de son report dans la fonction de transfert idéale.

Toutes ces erreurs aboutissent à une différence entre la réponse simulée et la réponse théorique des filtres. La figure [Figure 5.12](#) compare ces réponses. Les courbes sont suffisamment semblables pour valider l'approche choisie et la méthode de calcul.

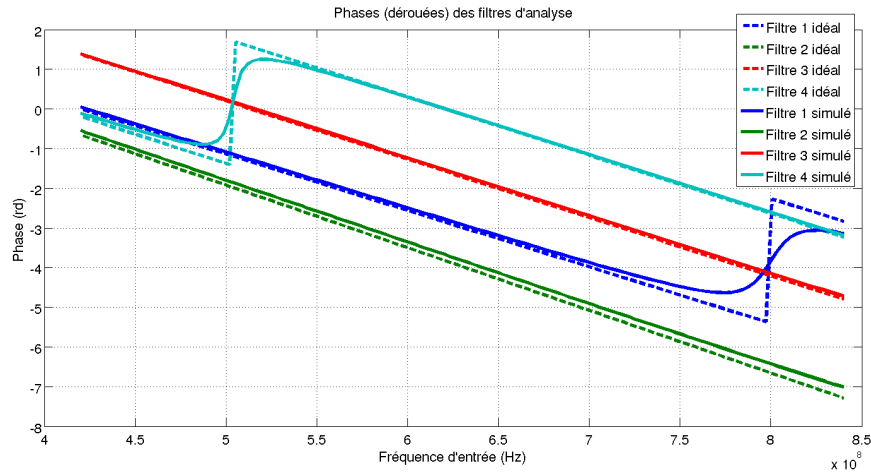
Les [Figure 5.13\(a\)](#) et [Figure 5.13\(b\)](#) représentent maintenant les FT extraites depuis le modèle où les interrupteurs sont réalisés à l'aide de modèles avancés de transistors en technologie Cmos 65nm. La procédure d'extraction est exactement la même que celle utilisée pour obtenir les [Figure 5.12\(a\)](#) et [Figure 5.12\(b\)](#), pourtant ici les fonctions de transfert sont très différentes de la théorie. Ces erreurs sont dues aux nombreuses imperfections inhérentes aux transistors Cmos qu'il faudrait prendre compte dans le modèle théorique. Les principales imperfections des interrupteurs Cmos réalisés en technologies avancées sont : la résistance R_{on} dépendante du potentiel de la source du transistor, l'injection de charge à l'ouverture du transistor, la fuite d'horloge et la fuite du signal lorsque l'interrupteur est ouvert, les effets dus aux connexions au substrat, et les problèmes de *jitter* et de *clock skew*.

Il faudrait très probablement optimiser les interrupteurs de manière à limiter les défauts décrits, par exemple en utilisant des interrupteurs fantômes pour limiter l'injection de charge, et en optimisant plus finement les tailles des transistors ou les signaux de commande. Nous avons cependant choisi de laisser les interrupteurs tels quels, de manière à montrer que malgré cela, le banc de filtre peut quand même fonctionner. En effet les réponses obtenues présentent de bonnes diversités entre elles (en phase et en gain), ce qui permet une reconstruction à toutes les fréquences.

Nous effectuerons des études de sensibilité sur ce modèle au [paragraphe 5.4.4](#)

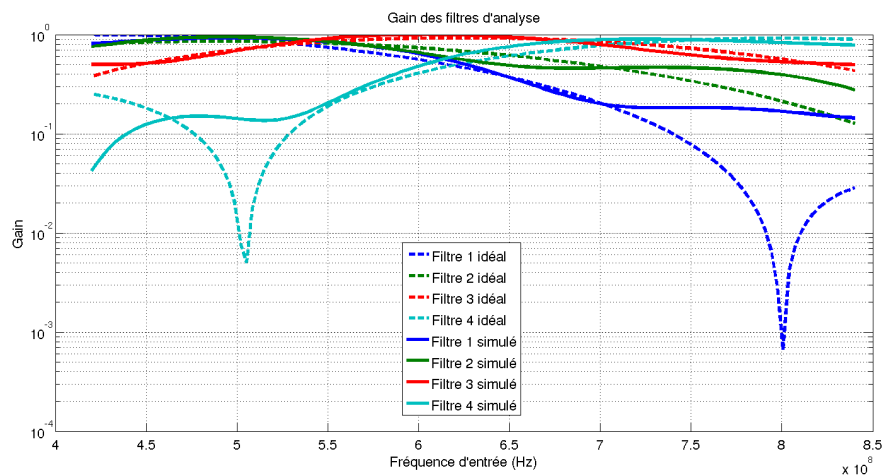


(a) Gains des filtres d'analyse

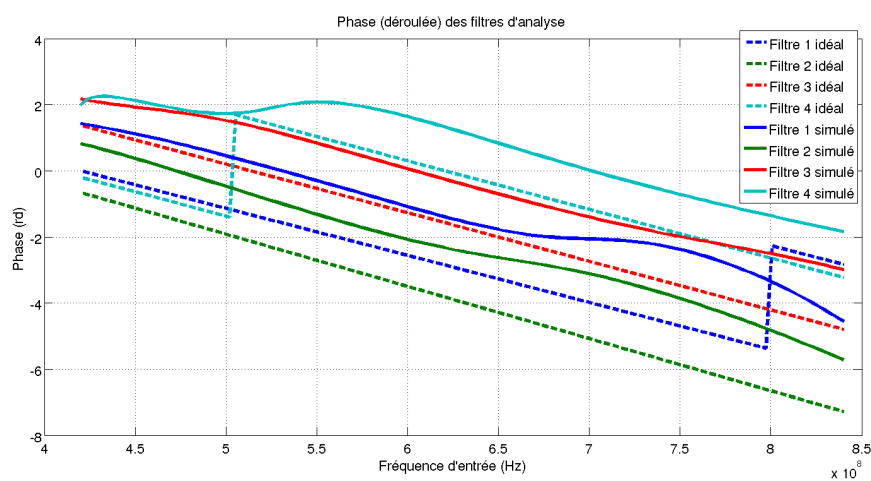


(b) Phases des filtres d'analyses

FIG. 5.12 – Diagramme de Bode des fonctions de transfert des filtres d'analyses du BFH étudié, en utilisant le modèle d'interrupteur au niveau système



(a) Gains des filtres d'analyse



(b) Phases des filtres d'analyses

FIG. 5.13 – Diagramme de Bode des fonctions de transfert des filtres d'analyses du BFH étudié, en utilisant le modèle d'interrupteurs au niveau Cmos avancé

Mais nous allons tout d'abord décrire la synthèse des filtres numériques et le calcul des performances du circuit.

5.4.3 Intégration système, synthèse BFH et performances

Après avoir extrait les fonctions de transfert des filtres analogiques ECP, nous les insérons au niveau système dans l'outil de synthèse des BFH. Cet outil va synthétiser les filtres numériques qui minimisent les erreurs introduites par l'ensemble du système filtres ECP + CAN + filtres numériques. La synthèse se fait avec la méthode d'approximation globale aux moindres carrés (AGMC, en anglais LMSGGA) (voir [Chapitre 2](#) et (16)). Les fonctions de transfert des filtres numériques sont calculées ici pour des filtres FIR à 128 coefficients. Leurs fonctions de transfert sont représentées sur la [Figure 5.14](#). On peut observer tout d'abord une certaine régularité dans la réponse des filtres de synthèse. Ils ne présentent pas de points singuliers. On peut en outre observer une diminution du gain dans la bande de garde du BFH, là où les termes d'aliasing sont les plus importants.

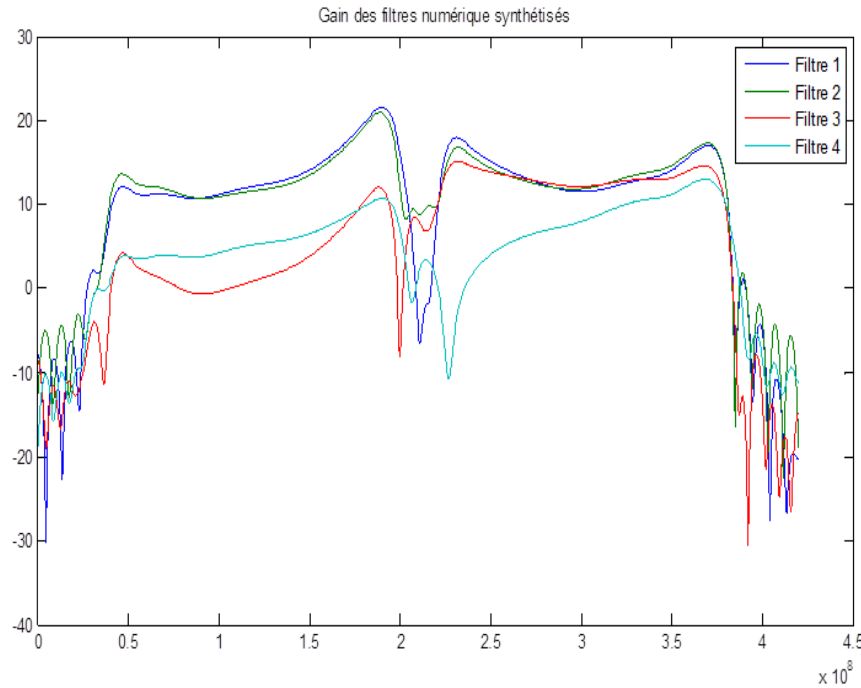


FIG. 5.14 – Fonctions de transfert des filtres numérique générés à partir de l'outil de synthèse pour BFH

Lorsque les fonctions de transfert des filtres numériques sont calculées, nous pouvons évaluer les performances globales du système. Pour chaque fréquence d'entrée on définit le SNR, qui tient compte des distorsions, des repliements et du bruit de quantification introduits par le circuit. L'équation décrivant ce $\text{SNR}_{dB}(f)$ est décrite en [Formule 2.43](#), page 32. On définit également un critère SNR_{dB} qui représente le SNR sur l'ensemble de la bande utile et qui a été décrit en [Formule 2.42](#), page 32. La valeur maximale atteignable est limitée par le bruit de quantification. Cette valeur maximale, nommée (SQNR, en anglais *Signal to Quantification Noise Ratio*, en français rapport signal sur bruit de quantification), vaut approximativement 84 dB dans le cas de quantificateurs 14 bits.

La [Figure 5.15](#) représente le $SNR_dB(f)$ sur l'ensemble de la bande. Dans le cas de notre circuit sélectionné (avec des interrupteurs modélisés au niveau transistor), on obtient un $SNR_{tot} = 76,5\text{dB}$. A titre comparatif si nous sélectionnons comme filtres d'analyses les modèles avec interrupteurs macro-modèles, les performances ne sont qu'à $75,6\text{dB}$.

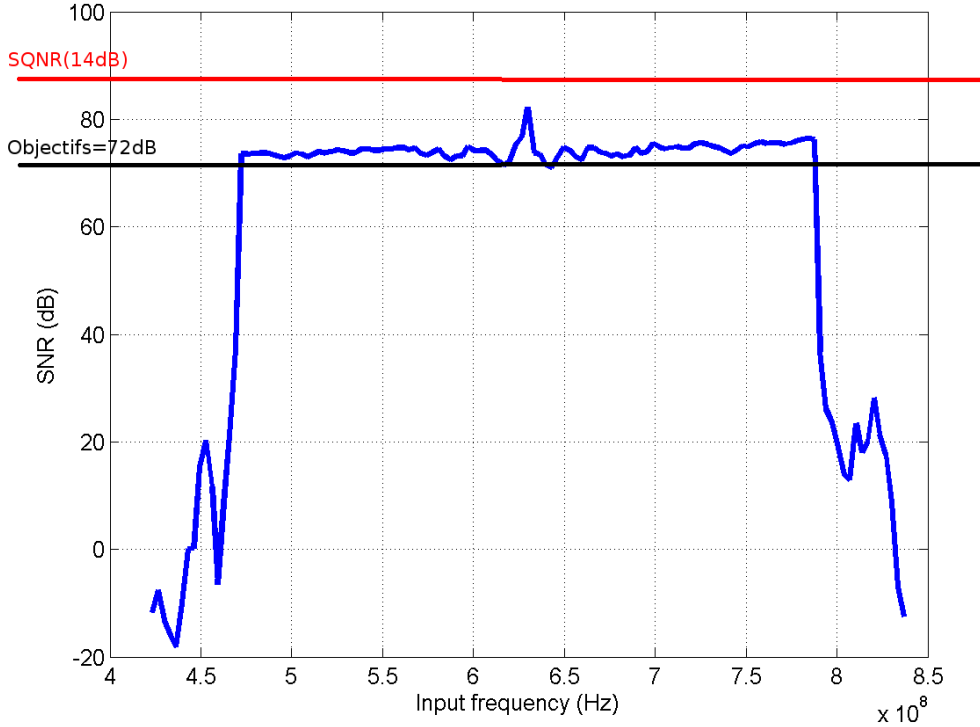


FIG. 5.15 – Performance du circuit (critère SNR) en fonction de la fréquence d'entrée

Nous avons refait la synthèse des filtres de synthèse en partant du filtre idéal obtenu à partir du modèle théorique. Dans ce cas, la performance obtenue est de $76,02\text{dB}$. Nous pouvons observer que la différence est relativement minime selon le niveau de modélisation choisi (écart de 1dB maximum). Cette étude valide le fait que même avec des filtres non idéaux et non optimisés, il est possible de reconstruire le signal d'entrée avec la performance attendue à condition que le système puisse être calibré. Ce problème n'a pas été traité dans ce travail de thèse mais des travaux menés par ailleurs par l'équipe de Supélec ([38](#)) ont proposé des méthodes de calibration.

Ainsi nous avons sélectionné le meilleur compromis pour le plan de fréquence de nos filtres d'analyse, nous avons extrait leurs fonctions de transfert, nous les avons intégrées dans le modèle système de notre architecture à BFH, nous avons synthétisé les filtres numériques, et nous avons calculé les performances du circuit complet. Nous avons fait ceci pour plusieurs niveaux d'abstraction des modèles de filtres d'analyse et nous avons déduit que celui de plus bas niveau, en plus d'être le plus réaliste, entraînait les meilleurs performances dans le système synthétisé. Ce système semble être idéal, mais nous pouvons nous demander quelle est la sensibilité de ce système synthétisé face aux déviations des filtres analogiques. Cette étude sera décrite dans le paragraphe suivant.

5.4.4 Études de sensibilité aux variations analogiques

Dans les paragraphes précédents nous avons décrit la synthèse d'un convertisseur à bancs de filtres hybrides basé sur des filtres analogiques ECP. Ces filtres analogiques permettent d'obtenir des bonnes performances pour l'ensemble du système synthétisé. Nous avons mis en place un processus pour étudier l'effet de la déviation de paramètres analogiques sur les performances de l'ensemble du système synthétisé.

Pour étudier les effets d'une déviation, le code extrait les nouvelles fonctions de transfert des filtres d'analyses déviées, les intègre dans le modèle système, ne refait pas la synthèse (les filtres numériques restent adaptés à l'ancienne version des filtres d'analyses), et calcule les nouvelles performances. Nous avons automatisé tout ce processus puis nous l'avons itéré sur un grand nombre de valeurs de déviations différentes afin d'obtenir les Figure 5.16 et Figure 5.17.

La Figure 5.16 représente l'évolution du SNR avec la déviation de la valeur de la capacité C_0 des filtres d'analyses. La courbe bleu représente l'effet de la déviation d'une voie seulement, la verte représente l'effet de la déviation des quatre voies en même temps. D'un point de vue général on observe que les performances s'atténuent rapidement avec la déviation de C_0 . On observe également que les performances s'atténuent moins vite lorsque les quatre filtres subissent une déviation dans le même sens. Ceci est intéressant car lors de la réalisation du circuit les capacités bénéficient du *matching* : Les données technologiques fournies par les fondeurs indiquent que les capacités peuvent subir des déviations jusqu'à 20% de leurs valeurs initiales. Par contre en général toutes les capacités vont dévier dans le même sens, ce qui fait que la déviation relative entre les capacités est bien plus faible, de l'ordre de 1%. En l'absence de calibration, nous assisterons à une dégradation des performances due au *matching* des capacités (courbe en trait plein), et à la déviation globale de la technologie (courbe en pointillé). Ces courbes montrent qu'une calibration sera nécessaire par exemple à la mise sous tension du système. Par contre en cours de fonctionnement, les capacités risquent de varier faiblement en fonction de la température, et de la même manière, ce qui fait que les performances vont évoluer sur la courbe en pointillé. La dégradation en performances sera minime pour une variation faible, ce qui évite d'avoir à recalibrer le système à tout moment.

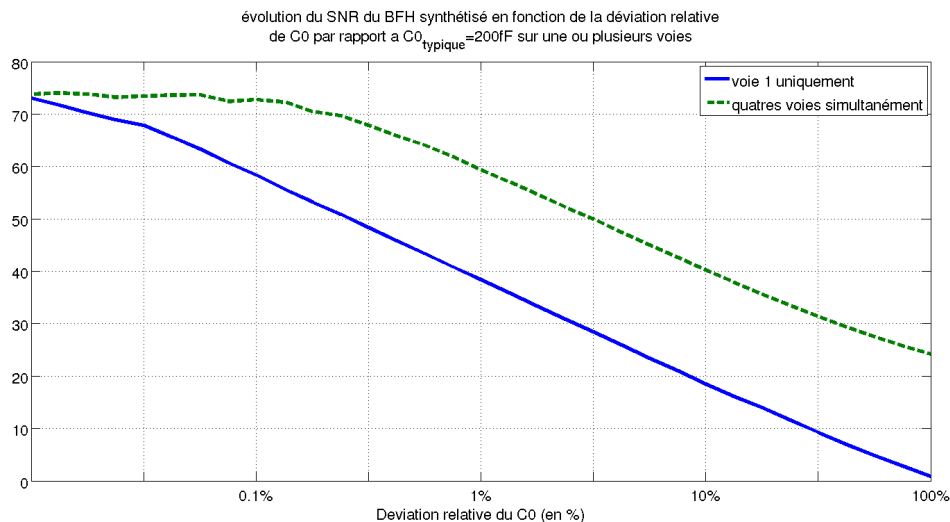


FIG. 5.16 – SNR du système BFH dévié, en fonction des déviations de C_0 par rapport au C_0 Typique

Une vision plus générale de ces mêmes mesures est représentée sur la [Figure 5.17](#). Le SNR est représenté par les *courbes de niveaux*. En abscisse est représentée la déviation d'une valeur de capacité d'une seule voie relativement à la valeur typique de synthèse du circuit. En ordonnée est représenté les déviations relatives des capacités des trois autres voies du système. On observe à nouveau dans l'ensemble une forte sensibilité aux déviations des paramètres. On observe également une crête diagonale où les performances chutent moins vite. Sa base est la droite correspondant à une déviation identique pour l'ensemble des quatre filtres du système. On retombe sur les considérations décrites pour la [Figure 5.16](#).

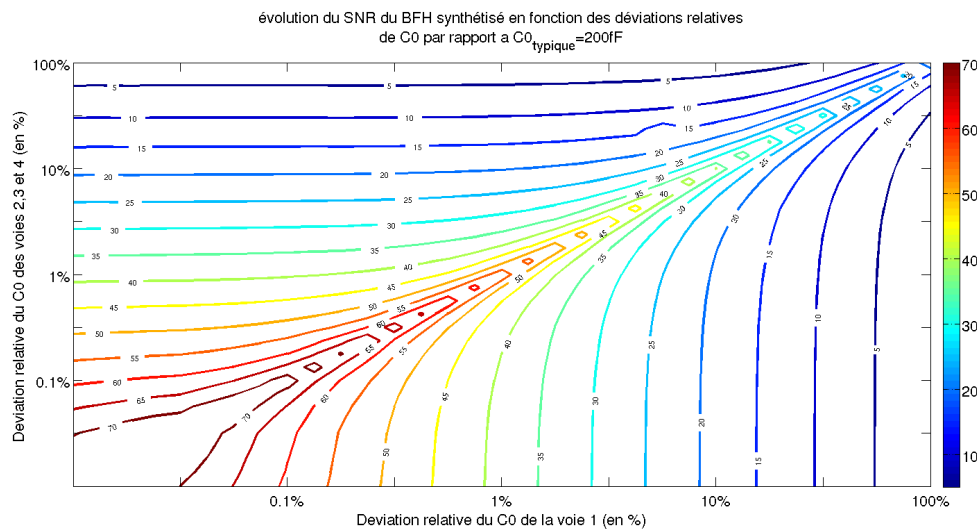


FIG. 5.17 – SNR du système BFH dévié, en fonction des déviations de C0 par rapport au C0 Typique

Pour estimer avec plus de précision les risques de chute de performance lors de la réalisation de circuit on peut s'appuyer sur les données de déviation fournies par le fondeur. Nous avons regroupé dans le [Tableau 5.5](#) des ordres de grandeurs de déviations en fonction des types de capacités réalisables. La dernière colonne du tableau présente le risque de chute des performances dans le cas d'une même déviation des valeurs des capacités des quatre filtres. On en ressort un risque de chute des performances de l'ordre de 40dB, ce qui semble inacceptable.

Type de Capacité	Matching entre 2 capacités (%)sqrt(fF)	Dispersion (%)	Atténuation par rapport au SNR typique (C0=200 fF)
Fringe (FMOM)	1,5	25	43dB
Strip Metal Stack	1,5	20	40dB
MIM cap (demande des étapes de processus spécifique)	<1	15	39dB
RF MOM	1 to 2	12,7 to 12,1	38dB
Plane cap	0,5	17,9	40dB

TAB. 5.5 – Ordre de grandeur des risques de déviations des valeurs de capacités lors de la réalisation du circuit, suivant le type de capacité

Cependant cette valeur extrême de dispersion pourrait être un cas peu fréquent. Pour

évaluer précisément le risque il faut connaître précisément le comportement de dispersion des valeurs des composants et mettre en place des simulations Monte-Carlo. Il ne nous a pas été possible d'obtenir ce schéma de dispersion depuis les données constructeur afin de les intégrer à la netlist spectre. Pour effectuer des simulations Monte-Carlo il faut repasser par Cadence, ce qui demande de profonds changement dans le processus d'extraction et de synthèse décrit précédemment, ce qui n'était pas faisable dans le temps limité de la thèse mais pourrait être un sujet de travaux futurs.

Les travaux systèmes effectués par l'équipe de Supélec, et évoqués en [Chapitre 4](#), présentent des simulations Monte-Carlo basées sur un modèle idéal de filtres analogiques et sur une probabilité gaussienne de déviation de la capacité d'intégration. Ces travaux ont montré que le système semble bien plus robuste aux déviations de cette capacité que dans les travaux décrits ci-dessus. Ceci s'explique par le fait qu'une grande majorité des réalisations se placent dans la zone où la déviation de C_0 est faible, engendrant une faible chute des performances par rapport au circuit typique.

L'ensemble des travaux décrits dans cette thèse sont basés sur une connaissance exacte de la fonction de transfert des filtres d'analyses, soit par calcul direct de leur fonction de transfert, soit par extraction depuis un simulateur. Or, certaines déviations ont été étudiées, comme l'effet de la variation des C_0 lors de la réalisation du circuit, ou du jitter lors du fonctionnement, mais il existe de nombreux types de déviations à étudier pour finaliser la conception d'un circuit. Dans un premier temps il est nécessaire de mettre en place des études de corners et Monte-Carlo afin de garantir ou pas le fonctionnement du circuit face à ces nombreuses déviations entre les fonctions de transfert du circuit typiques et celles du produit en fonctionnement.

Il est apparu au cours des études que le système est sensible à des déviations des caractéristiques des composants (valeurs des capacités, éléments parasites), ce qui le rend assez peu robuste. La mise en place de calibration semble absolument nécessaire de manière à maintenir des performances optimales décrites dans cette thèse. Comme cela a été indiqué au [paragraphe 5.4.3](#), la calibration n'a pas été traitée dans ce travail mais des résultats encourageants et des méthodes existent. Le lecteur pourra se référer à ces méthodes.

5.5 Conclusion

Ainsi dans ce chapitre nous avons étudié le circuit et son plan de fréquence sélectionnés dans les chapitres précédent, du niveau électrique jusqu'au niveau système. Nous avons tout d'abord décrit le modèle électrique détaillé des parties analogiques du circuit et celui de leurs composants.

Puis nous avons présenté la méthode permettant de simuler le comportement de notre système multivoies tout en prenant en compte les paramètres électriques des éléments analogiques. Pour ceci nous avons détaillé la méthode d'extraction de la fonction de transfert d'un filtre ECP à l'aide de SpectreRF.

Nous avons présenté ensuite les résultats de simulations réalisées à l'aide de ces méthodes. Dans ce cadre nous avons présenté le fonctionnement temporel périodique du circuit, puis les fonctions de transfert extraites, puis l'intégration des FT dans le système à BFH général, la synthèse des filtres numérique et l'évaluation des performances. Ceci nous a permis de sélectionner le modèle électrique bas niveau comme modèle représentant le mieux le circuit et présentant les meilleures performances système.

Enfin, nous avons fait évoluer le processus décrit précédemment afin de pouvoir étudier la sensibilité du système synthétisé face à la déviation de certains paramètres analogiques

et nous avons appliqué ceci à l'étude de la sensibilité face à la déviation de la valeur de la capacité.

Nous avons pu mettre en évidence la forte sensibilité des BFH à la variation des valeurs des capacités de chaque voie. Ce qui amène à développer les recherches dans cette direction :

- Utiliser un modèle et un outil statistique pour des études de type corner et Monte-Carlo et caractériser le comportement du circuit après des réalisations.
 - Etudier la sensibilité du circuit à d'autres paramètres.
 - Si la forte sensibilité à certaines déviations analogiques dans le cadre des BFH à filtres ECP est confirmée il faudra étudier la mise en places de solutions de calibration.
-

Conclusion générale

Conclusions

Le travail de recherche mené dans cette thèse de Doctorat s'inscrit dans le cadre du projet Teropp portant sur la conception d'un terminal mobile reconfigurable adapté aux futures technologies de radio cognitive. Le but de cette thèse a été d'étudier et d'implémenter des techniques pour permettre au frontal RF de ce terminal de recevoir des bandes de fréquences larges. Ce frontal doit également être flexible sur la bande de fréquences traitée et la résolution de conversion. Il doit être intégrable en technologie Cmos, et conservant une surface de circuit faible.

Nous avons tout d'abord présenté le contexte de ces travaux dans le [Chapitre 1](#). Nous avons présenté la radio cognitive et ses enjeux sur l'amélioration de l'utilisation du spectre. Puis nous avons présenté les contraintes que cela implique sur l'implémentation du récepteur : ce récepteur doit être reconfigurable, commandé par le logiciel et pouvoir traiter des bandes larges. Nous avons enfin présenté les architectures de réception radio et leurs atouts et inconvénients dans le cadre de la radio cognitive. Nous avons été amenés à sélectionner une architecture à sous-échantillonnage, afin de recevoir directement le signal RF passe-bande. Celle-ci permet d'échantillonner directement le signal passe-bande, sans étape de démodulation, ce qui facilite la flexibilité des paramètres de réception et réduit la complexité de l'architecture. De plus nous avons opté pour paralléliser la conversion analogique numérique à l'aide d'un CAN à bancs de filtres hybrides (BFH) afin de traiter des bandes plus larges tout en limitant la consommation d'énergie. Nous avons proposé que le filtrage analogique de chaque voie du BFH soit réalisé par des filtres à échantillonnage de charge passe-bande (ECP).

Dans le second chapitre nous avons présenté la conversion à BFH. Nous avons tout d'abord présenté les deux architectures multivoies classiques que sont les CAN-ET et les BFH, et nous avons présenté les atouts des BFH dans le contexte de nos travaux (atouts pour des signaux localisés sur des sous-bandes, relâchement des contraintes sur le filtre anti-repliement et sur les CAN). Puis nous avons présenté les méthodes permettant de synthétiser les filtres numériques en fonction des filtres analogiques. Nous avons détaillé celle que nous avons utilisée dans nos travaux, la méthode AGMC. Ensuite nous avons présenté le critère d'évaluation des performances du système composé des filtres analogiques, des CAN et des filtres numériques synthétisés. Enfin nous avons présenté un exemple de synthèse et d'évaluation des performances dans un cas simple. Nous avons enfin mis en évidence le besoin de proposer de nouveaux filtres analogiques pour ces BFH afin d'améliorer la robustesse de ces filtres face aux variations des paramètres analogiques et d'améliorer la reconfigurabilité du système. Nous avons donc proposé d'utiliser les filtres ECP comme filtres analogiques des BFH.

Ces filtres ECP ainsi que leur adaptation à nos travaux ont été décrits dans le [Chapitre 3](#). Nous avons tout d'abord présenté la théorie de l'échantillonnage passe-bande et son application au cas des BFH. Puis nous avons présenté le fonctionnement général de l'échantillonnage et

différentes architectures basées sur ce principe. Nous avons ensuite décrit les éléments dans la littérature qui utilisent ces architectures. Nous avons enfin présenté l'adaptation des filtres ECP pour une utilisation dans les BFH, les atouts et inconvénients de cette intégration.

La conception de l'architecture au niveau système a été décrite en [Chapitre 4](#). Nous avons tout d'abord détaillé l'architecture sélectionnée. Puis nous avons calculé le modèle théorique de la fonction de transfert des filtres ECP. Cette fonction de transfert théorique a été calculée dans le cas général où la bande étudiée peut être de l'ordre de grandeur de la fréquence d'échantillonnage, comme c'est le cas de notre architecture. Nos travaux ont ensuite porté sur la sélection d'un plan de fréquence et d'une architecture pour l'unité de contrôle numérique (UCN). Le plan de fréquences sélectionné est un compromis entre performances systèmes et contraintes électriques. Enfin nous avons étudié au niveau système les effets de certaines imperfections analogiques sur les performances du BFH synthétisé.

Le [Chapitre 5](#) a présenté la conception et l'étude du circuit en simulation, depuis le niveau transistor jusqu'au niveau système. Nous avons tout d'abord présenté la modélisation et la conception du circuit analogique. Puis nous avons détaillé les modèles des composants utilisés et les valeurs de leurs paramètres. Nous avons ensuite présenté la méthodologie de simulations pour l'extraction des fonctions de transfert depuis le modèle électrique, la transmission au niveau système, la synthèse des filtres numériques, et l'évaluation des performances. Enfin nous avons présenté les résultats de simulations : Le comportement transitoire des filtres d'analyses, les fonctions de transfert des filtres analogiques et des filtres numériques, les performances du système synthétisé, et un exemple d'étude de la robustesse du système face aux imperfections dans des valeurs analogiques. Cette dernière étude, représentant l'évolution des performances de conversion en fonction de la déviation de la valeur d'une capacité de chaque filtre analogique par rapport à la valeur nominale prévue, nous amène à proposer de nouvelles directions pour les travaux sur le sujet.

En résumé nos contributions sont :

Travaux réalisés

La première contribution de ce travail est la définition d'une architecture de convertisseurs large bande à base de filtres à échantillonnage de charge passe-bande. Cette architecture à base de band de filtres hybrides permet d'élargir la bande de conversion tout en limitant la fréquence de travail des convertisseurs unitaires.

Par rapport aux BFH classiques le choix de filtres à échantillonnage de charges permet tout d'abord de réduire la part de la partie analogique. Mais il permet aussi d'améliorer la robustesse d'un BFH synthétisé face aux déviations des paramètres analogiques ainsi que face à la gigue des signaux de commande. Il facilite enfin la flexibilité de l'architecture en termes de bande focalisée et de résolution.

La deuxième contribution concerne la gestion des signaux de commande des filtres. L'unité de contrôle numérique permet de générer des signaux périodiques dont la forme va déterminer la fonction de transfert de chacun des filtres d'analyses. La sélection du plan de fréquences de l'architecture se fait à l'aide de critère que nous avons définis afin de limiter le coût en surface et consommation de la partie analogique tout en maximisant les performances de conversion du système. Cette génération a fait l'objet d'un brevet français. (Référence : FR1153041) et d'une publication en conférence européenne ([71](#)).

La contribution suivante a consisté en la mise en place d'une procédure automatique permettant d'extraire la fonction de transfert (FT) de ces filtres ECP, qui sont linéaires variant dans le temps, depuis leur modèle électrique ; de transmettre cette FT au niveau système, de

synthétiser les filtres numériques du BFH en fonction des FT des filtres analogiques, et de calculer les performances du système synthétisé.

Enfin la dernière étape a consisté en une estimation de la sensibilité de l'architecture proposée aux imperfections de l'analogique. Nous avons montré que cette architecture est beaucoup moins sensible aux variations des valeurs des capacités, en particulier par le fait que les caractéristiques du filtre sont essentiellement dues aux horloges utilisées, qui sont synchrones avec l'étage numérique.

Cependant le circuit étudié reste sensible aux imperfections de l'analogique. En prenant en compte les éléments parasites nous avons montré que les fonctions de transfert diffèrent sensiblement des fonctions attendues.

Afin de remédier à ce problème deux pistes doivent être envisagées :

- Tout d'abord une étude et une optimisation plus fine des interrupteurs, de leurs caractéristiques, des problèmes d'injection de charge. Modéliser les imperfections et étudier leur impact sur les performances finales.
 - Mettre en place une calibration de l'ensemble, si possible de façon on-line.
 - Enfin étudier l'effet d'un filtre ECP d'ordre plus élevé pour filtrage plus sélectif. Ces filtres pourraient changer en bien ou en mal les performances du circuit, mais surtout pourraient relâcher les contraintes sur le filtre anti-repliement placé en amont.
-

Annexe A

Méthode de synthèse de BFH : Approximation Globale aux Moindres Carrées

Dans la bibliographie, les méthodes de synthèse proposées dans (33) (34) et (72) synthétisent conjointement la partie analogique et la partie numérique. Ces méthodes ont besoin de haute précision de réalisation afin d'obtenir une fonction de transfert donnée. Donc, leur implémentation devient plus difficile et plus chère avec la mise à l'échelle de la technologie de circuit intégré (16).

En relâchant les contraintes sur la réalisation des composants analogiques, et en supposant les connaissances des réponses fréquentielles de filtres analogiques, (31) utilise des méthode d'approximation des réponse fréquentielles idéales des filtres de synthèse. Avec la même hypothèse, (73) (74) (75) proposent une méthode d'Approximation Globale aux Moindres Carrées (AGMC), qui minimise un critère décrivant la reconstruction parfaite pour le BFH classique.

Les conditions de reconstruction parfaite présentées par l'équation (2.20) page 28 ne peuvent pas être satisfaites en pratique, mais elles peuvent être utilisées pour synthétiser les BFH. La démonstration de cette méthode de synthèse AGMC est basée sur le BFH classique (76).

A.1 Reconstruction d'une large-bande (BFH classique)

Supposons qu'un grand nombre de points K sont équi-distribués dans l'intervalle $[-\pi, \pi]$. Les conditions de reconstruction parfaite (2.20 page 28) peuvent être représentées par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{BFH}^{p=0}(e^{j\omega_k}) = ce^{-jn_d\omega_k} \quad c \in \mathbb{R}_*, n_d \in \mathbb{R}_*, k \in [0, K-1], \\ \sum_{p=-(M-1)}^{M-1} \left| V_{BFH}^{p \neq 0}(e^{j\omega_k}) \right|^2 = 0, \end{array} \right. \quad (\text{A.1})$$

avec

$$V_{BFH}^p(e^{j\omega_k}) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} H_i \left(j \left(\Omega_k - \frac{2\pi p}{MT} \right) \right) F_i(e^{j\omega_k}), \quad \omega_k = \Omega_k T. \quad (\text{A.2})$$

Nous utilisons les filtres FIR de longueur L dans le banc de synthèse, le vecteur contenant les coefficients dans la voie i est exprimé par

$$\mathbf{f}_i = [\mathbf{f}_i(0), \dots, \mathbf{f}_i(l), \dots, \mathbf{f}_i(L-1)]. \quad (\text{A.3})$$

Pour un ω_k donné, (A.1) est un système de $2M-1$ équations complexes équivalentes à $2(2M-1)$ équations réelles. Donc, on a un système linéaire de $2(2M-1)K$ équations et $M \times L$ inconnues.

Afin d'exprimer le système (A.1) dans une forme matricielle, on définit les vecteurs suivants :

$$\mathbf{e}(\omega) = [1, \dots, e^{-j\omega}, \dots, e^{-j(L-1)\omega}] \quad (\text{A.4})$$

– Le vecteur contenant les coefficients de synthèse

$$\mathbf{f} = [\mathbf{f}_0, \dots, \mathbf{f}_i, \dots, \mathbf{f}_{M-1}]^T \quad (\text{A.5})$$

– La matrice contenant toutes les fonctions de transfert des filtres analogiques, contient $H_i(j\Omega)$ et tous leurs décalages :

$$\mathbf{H}_K = \begin{bmatrix} \mathbf{H}(\omega_0) \\ \vdots \\ \mathbf{H}(\omega_l) \\ \vdots \\ \mathbf{H}(\omega_{L-1}) \end{bmatrix}, \quad (\text{A.6})$$

où

$$\mathbf{H}(\omega) = \begin{bmatrix} H_0^{(0)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) & \dots & H_i^{(0)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) & \dots & H_{M-1}^{(0)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) \\ H_0^{(1)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) & \dots & H_i^{(1)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) & \dots & H_{M-1}^{(1)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ H_0^{(M-1)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) & \dots & H_i^{(M-1)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) & \dots & H_{M-1}^{(M-1)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) \\ H_0^{(-1)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) & \dots & H_i^{(-1)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) & \dots & H_{M-1}^{(-1)}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ H_0^{(-(M-1))}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) & \dots & H_i^{(-(M-1))}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) & \dots & H_{M-1}^{(-(M-1))}(j\Omega)\mathbf{e}(\omega) \end{bmatrix}, \quad (\text{A.7})$$

avec

$$H_i^{(p)}(j\Omega) = H_i \left(j\Omega - j \frac{2\pi p}{MT} \right). \quad (\text{A.8})$$

– Les retards théoriques des termes de distorsion et les 0 représentant les repliements annulés :

$$\mathbf{t}_K = \begin{bmatrix} \mathbf{t}(\omega_0) \\ \vdots \\ \mathbf{t}(\omega_k) \\ \vdots \\ \mathbf{t}(\omega_{K-1}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

avec

$$\mathbf{t}_K = cM[e^{-jn_d\rho, 0, \dots, 0}]^T \quad (\text{A.10})$$

– La concaténation des parties réelle et imaginaire de \mathbf{H}_K et \mathbf{t} :

$$\mathbf{H}_R = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\mathbf{H}_K\} \\ \text{Im}\{\mathbf{H}_K\} \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

et

$$\mathbf{t}_R = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\mathbf{t}_K\} \\ \text{Im}\{\mathbf{t}_K\} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.12})$$

où $\text{Re}\{\mathbf{A}\}$ et $\text{Im}\{\mathbf{A}\}$ représentent la partie réelle et la partie imaginaire de la matrice complexe \mathbf{A} .

Donc, la forme matricielle des conditions de reconstruction parfaite peut être représentée par :

$$\mathbf{H}_R \mathbf{f} = \mathbf{t}_R \quad (\text{A.13})$$

Ce système est sur-déterminé, une solution au sens des moindres carrés peut être trouvée pour les coefficients numériques, on a :

$$\mathbf{f} = (\mathbf{H}_R^T \mathbf{H}_R)^{-1} \mathbf{H}_R^T \mathbf{t}_R. \quad (\text{A.14})$$

Cette solution minimise la somme des carrés des éléments du vecteur d'erreur (la norme du vecteur d'erreur) :

$$J_{AGMC} = \|\mathbf{H}_R \mathbf{f} - \mathbf{t}_R\|^2. \quad (\text{A.15})$$

A.2 Pondération du critère d'approximation et focalisation spectrale

On cherche à pondérer la synthèse de façon à améliorer les performances suivant certains critères et relacher les contraintes sur d'autres. On modifie le vecteur d'erreur Δ en introduisant un vecteur w_f qui pondérera l'influence de chacune des lignes de l'opération matricielle dans l'optimisation globale :

$$J_{AGMC,ponder} = \|\text{diag}(\mathbf{w}_f) \mathbf{H}_R \mathbf{f} - \mathbf{t}_R\|^2, \quad (\text{A.16})$$

où

$$\mathbf{w}_f = [\mathbf{w}_{\text{dis}} \ \mathbf{w}_{\text{alia}} \ \cdots \ \mathbf{w}_{\text{alia}}]^T, \quad (\text{A.17})$$

avec

$$\mathbf{w}_{\text{dis}} = [1 \ 1 \ \cdots \ 1] \quad (\text{A.18})$$

$$\mathbf{w}_{\text{rep}} = [W_{rep}(\omega_1) \ W_{rep}(\omega_2) \ \cdots \ W_{rep}(\omega_K)]. \quad (\text{A.19})$$

\mathbf{w}_{dis} et \mathbf{w}_{rep} désignent les termes de distorsion et de repliement respectivement. $W_{rep}(\omega)$ est une fonction de fenêtrage qui évalue les termes des repliements.

- Si $W_{rep}(\omega)$ est égal à 1 pour toutes les fréquences on retombe dans le cas du paragraphe précédent.
- Si $W_{rep}(\omega)$ est supérieure à 1 pour toutes les fréquences on augmente les contraintes de réduction des repliements et on diminue les contraintes de distorsion.

Si on souhaite effectuer une focalisation spectrale sur une bande étroite particulière B_{foc} on va différencier les coefficients $W_{rep}(\omega_i)$ suivant si ω_i appartient à B_{foc} . Si $W_{rep}(\omega_i)$ est égale à 1 pour les fréquences focalisées et une petite valeur pour les fréquences hors la bande d'intérêt, cela permet de relâcher les contraintes et d'améliorer la performance dans la bande focalisée. Si $W_{rep}(\omega)$ est égale à une valeur supérieure à 1 pour la bande focalisée, les contraintes sur la distorsion sont diminuées et les repliements sont augmentés (16).

Bibliographie

- [1] I. Akyildiz, W. Lee, M. Vuran, and S. Mohanty, "NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks : a survey," *Computer Networks*, vol. 50, no. 13, pp. 2127–2159, 2006. [Online]. Available : <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1389128606001009>
- [2] S. Karvonen, T. Riley, and J. Kostamovaara, "A CMOS quadrature charge-domain sampling circuit with 66-dB SFDR up to 100 MHz," *Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 2, pp. 292–304, 2005. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1393162
- [3] S. Haykin, "Cognitive radio : brain-empowered wireless communications," *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 23, no. 2, pp. 201–220, 2005. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1391031
- [4] T. Renk, C. Kloeck, and F. K. Jondral, "A Cognitive Approach to the Detection of Spectrum Holes in Wireless Networks," *4th IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, pp. 1118–1122, Jan. 2007. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4199313>
- [5] J. Mitola III and G. Maguire Jr, "Cognitive radio : making software radios more personal," *Personal Communications, IEEE*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, 1999. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=788210
- [6] A. Ghasemi and E. Sousa, "Spectrum sensing in cognitive radio networks : requirements, challenges and design trade-offs," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 4, pp. 32–39, Apr. 2008. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4481338>
- [7] D. Cavalcanti and M. Ghosh, "Cognitive Radio Networks : Enabling New Wireless Broadband Opportunities," in *3rd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, May 2008, pp. 1–6. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4562540
- [8] D. Gurney, G. Buchwald, L. Ecklund, S. L. Kuffner, and J. Grosspietsch, "Geo-Location Database Techniques for Incumbent Protection in the TV White Space," *2008 3rd IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, pp. 1–9, Oct. 2008. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4658242>
- [9] J. Wang, M. S. Song, S. Santhiveeran, K. Lim, G. Ko, K. Kim, S. H. Hwang, M. Ghosh, V. Gaddam, and K. Challapali, "First Cognitive Radio Networking Standard

- for Personal/Portable Devices in TV White Spaces,” *2010 IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum (DySPAN)*, pp. 1–12, Apr. 2010. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5457855>
- [10] C. Stevenson, G. Chouinard, S. Shellhammer, and W. Caldwell, “IEEE 802.22 : The first cognitive radio wireless regional area network standard,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 130–138, Jan. 2009. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4752688>
- [11] D. Datla, R. Rajbanshi, a.M. Wyglinski, and G. Minden, “An adaptive spectrum sensing architecture for dynamic spectrum access networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 8, pp. 4211–4219, Aug. 2009. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5200981>
- [12] Y. Zeng, Y.-C. Liang, A. T. Hoang, and R. Zhang, “A Review on Spectrum Sensing for Cognitive Radio : Challenges and Solutions,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2010, pp. 1–16, 2010. [Online]. Available : <http://www.hindawi.com/journals/asp/2010/381465.html>
- [13] V. Blaschke, T. Renk, and F. K. Jondral, “A Cognitive Radio Receiver Supporting Wide-Band Sensing,” *ICC Workshops - 2008 IEEE International Conference on Communications Workshops*, pp. 499–503, May 2008. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4531948>
- [14] A. A. Abidi, “The path to the software-defined radio receiver,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 5, pp. 954–966, 2007. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4160058
- [15] F. K. Jondral, “Software-Defined Radio-Basics and Evolution to Cognitive Radio,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2005, pp. 275–283, 2005.
- [16] C. Lelandais Perrault, T. Petrescu, D. Poulton, P. Duhamel, and J. Oksman, “Wideband, Bandpass, and Varsatile Hybrid Filter Bank A/D Conversion for Software Radio,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 56, no. 8, pp. 1772–1782, Aug. 2009. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4663664>
- [17] P. J. Nahin, *The Science of Radio*. American Institute of Physics, 1996. [Online]. Available : <http://www.amazon.com/Science-Radio-Paul-J-Nahin/dp/1563963477>
- [18] L. Joet, A. Dezzani, F. Montaudon, F. Badets, F. Sibille, C. Corre, L. Chabert, R. Mina, F. Bailleuil, D. Saias, F. Paillardet, and E. Perea, *Advanced ‘Fs/2’ Discrete-Time GSM Receiver in 90-nm CMOS*, 2006. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4197667>
- [19] C. Lelandais-Perrault, D. Sillion, T. Petrescu, and D. Poulton, “Hybrid filter banks A/D converters using IIR synthesis filters,” in *Circuits and Systems, 2005. 48th Midwest Symposium on*, 2005, pp. 1518–1521. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1594402

-
- [20] V.-T. Nguyen, P. Loumeau, and J. Naviner, "Temporel and spectral analysis of time interleaved high pass sigma delta converter," in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03). 2003 IEEE International Conference on*, vol. 2, Apr. 2003, pp. II – 453–6 vol.2.
 - [21] K. Muhammad, D. Leipold, B. Staszewski, Y.-C. Ho, C. Hung, K. Maggio, C. Fernando, T. Jung, J. Wallberg, J.-S. Koh, S. John, I. Deng, O. Moreira, R. Staszewski, R. Katz, and O. Friedman, "A discrete-time bluetooth receiver in a 0.13 μm digital cmos process," in *Solid-State Circuits Conference, 2004. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2004 IEEE International*, Feb. 2004, pp. 268 – 527 Vol.1.
 - [22] A. Latiri, "Architecture and design of a reconfigurable RF sampling receiver for multi-standard applications," Ph.D. dissertation, Télécom ParisTech, 2008.
 - [23] R. W. Schafer and L. R. Rabiner, "A digital signal processing approach to interpolation," *Proc. IEEE*, vol. 61, pp. 692–702, june 1973.
 - [24] C. Oetken, T. W. Parks, and H. W. Schussler, "New results in the design of digital interpolators," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Proc.*, vol. 23, pp. 301–309, june 1975.
 - [25] C. Oetken, T. Parks, and H. Schussler, "Multirate digital signal processing," *Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall*, 1983.
 - [26] P. P. Vaidyanathan, "A tutorial on multirate digital filter banks," *IEEE Int Symp. on Circuits and Systems*, pp. 2241–2248, june 1988.
 - [27] W. Black and D. Hodges, "Time interleaved data arrays," *IEEE. Journal of solid state circuit*, vol. SC15, no. 6, pp. 1022–1029, 1980.
 - [28] Agilent Palo Alto CA, *Giga Sample /second CMOS Current-Mode Parallel-Pipeline ADCs*, oct. 2008.
 - [29] P. Löwenborg, "Asymmetric filter banks for mitigation of mismatch errors in high-speed analog-to-digital converters," *Ph.D thesis*, 2001.
 - [30] P. Löwenborg and H. Johansson, "Quantization noise in filter bank analog-to-digital converters," *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 601–604, 2001.
 - [31] S. R. Velazquez, "Hybrid filter banks for analog/digital conversion," Ph.D. dissertation, Massachusetts Institute of Technology, 1997. [Online]. Available : <http://hdl.handle.net/1721.1/10436>
 - [32] A. Petraglia and S. Mitra, "Analysis of mismatch effects among a/d converters in a time-interleaved waveform digitizer," *IEEE Transactions on Instruments and Mesurement*, vol. 40, no. 5, pp. 831–835, oct. 1991.
 - [33] S. R. Velazquez, T. Q. Nguyen, and S. R. Broadstone, "Design of hybrid filter bank for analog/digital conversion," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, no. 4, pp. 956–967, 1998.
 - [34] O. Oliaei, "Asymptotically perfect reconstruction in hybrid filter banks," *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing*, vol. 3, pp. 1829–1832, april 1998.
-

- [35] P. Löwenborg, H. Johansson, and L. Wanhammar, "Two-channel digital and hybrid analog/digital multirate filter banks with very low-complexity analysis or synthesis filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, vol. 50, no. 7, July 2003.
- [36] T. Petrescu and J. Oksman, "Synthesis of hybrid filter banks for A/D conversion with implementation constraints-optimized frequency response approach," in *Micro-NanoMechatronics and Human Science, 2003 IEEE International Symposium on*, vol. 1, 2003, pp. 281–282. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1562273
- [37] R. Walden, "Analog-to-digital converter survey and analysis," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 17, no. 4, pp. 539–550, 1999. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=761034
- [38] Z. Song, "Systèmes de Numérisation Hautes Performances - Architectures Robustes Adaptées à la Radio Cognitive," Ph.D. dissertation, Supélec, Dec. 2010. [Online]. Available : http://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00589826_v1/
- [39] M. Yuce, a. Tekin, and W. Liu, "Design and performance of a wideband sub-sampling front-end for multi-standard radios," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 62, no. 1, pp. 41–48, Jan. 2008. [Online]. Available : <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1434841107000581>
- [40] R. Vaughan, N. Scott, and D. White, "The theory of bandpass sampling," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 9, pp. 1973–1984, 1991. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=134430>
- [41] L. Cenkeramaddi and T. Ytterdal, "Jitter analysis of general charge sampling amplifiers," *2006 IEEE International Symposium on Circuits and*, pp. 5267–5270, 2006. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1693821
- [42] G. Xu and J. Yuan, "Performance analysis of general charge sampling," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, vol. 52, no. 2, pp. 107–111, Feb. 2005. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1396412>
- [43] A. Mirzaei, S. Chehrazai, R. Bagheri, and A. A. Abidi, "Analysis of First-Order Anti-Aliasing Integration Sampler," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 55, no. 10, pp. 2994–3005, Nov. 2008. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4505364>
- [44] A. Latiri, L. Joet, P. Desgreys, and P. Loumeau, "A reconfigurable RF sampling receiver for multistandard applications," *Comptes Rendus Physique*, vol. 7, no. 7, pp. 785–793, 2006. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1631070506001538>
- [45] R. Staszewski, K. Muhammad, D. Leipold, C.-M. Hung, Y.-C. Ho, J. Wallberg, C. Fernando, K. Maggio, T. Jung, J. Koh, S. John, I. Y. Deng, V. Sarda, O. Moreira-Tamayo, V. Mayega, R. Katz, O. Friedman, O. Eliezer, E. De-Obaldia, and P. Balsara, "All-digital TX frequency synthesizer and discrete-time receiver for Bluetooth radio in 130-nm CMOS," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 39, no. Dec., pp. 2278–2291, 2004.

-
- [46] K. Muhammad, Y. Ho, T. Mayhugh, C.-M. Hung, T. Jung, I. Elahi, C. Lin, I. Deng, C. Fernando, J. Wallberg, S. Vemulapalli, S. Larson, T. Murphy, D. Leipold, P. Cruise, J. Jaehnig, M.-C. Lee, R. Staszewski, R. Staszewski, and K. Maggio, "A discrete time quad-band GSM/GPRS receiver in a 90nm digital CMOS process," in *Proceedings of the IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conference, 2005.*, 2005, pp. 804–807. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1568792>
 - [47] K. Muhammad, Y.-C. Ho, T. Mayhugh, C.-M. Hung, T. Jung, I. Elahi, C. Lin, I. Deng, C. Fernando, J. Wallberg, S. Vemulapalli, S. Larson, T. Murphy, D. Leipold, P. Cruise, J. Jaehnig, M.-C. Lee, R. Staszewski, and K. Maggio, "The First Fully Integrated Quad-Band GSM/GPRS Receiver in a 90-nm Digital CMOS Process," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 8, pp. 1772–1783, Aug. 2006. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1661754>
 - [48] S. Chehrazi, A. Mirzaei, R. Bagheri, and A. A. Abidi, "A 6.5 GHz wideband CMOS low noise amplifier for multi-band use," in *Custom Integrated Circuits Conference, 2005. Proceedings of the IEEE 2005*, 2005, pp. 801–804. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1568790
 - [49] A. Mirzaei, R. Bagheri, S. Chehrazi, and A. A. Abidi, "A second-order anti-aliasing prefilter for an SDR receiver," in *Proceedings of the IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conference, 2005.* Ieee, 2005, pp. 629–632. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1568748>
 - [50] R. Bagheri, A. Mirzaei, S. Chehrazi, M. Heidari, M. Lee, M. Mikhemar, M. Tang, and A. A. Abidi, "An 800MHz to 5GHz Software-Defined Radio Receiver in 90nm CMOS," in *2006 IEEE International Solid State Circuits Conference - Digest of Technical Papers*, 2006, pp. 1932–1941. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1696251>
 - [51] A. Latiri, P. Desgreys, and P. Loumeau, "A Reconfigurable GSM&WIFI Radio Receiver Based on RF Sampling," in *Conférence Nationale du GDR SOC-SiP*, 2007. [Online]. Available : <http://perso.telecom-paristech.fr/~bloch/tii/ltei05-09.pdf>
 - [52] A. Beydoun, C. Jabbour, H. Fakhoury, V.-t. Nguyen, L. Naviner, and P. Loumeau, "A 65 nm CMOS versatile ADC using time interleaving and $\Sigma\Delta$ modulation for multi-mode receiver," in *2009 Joint IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference*, Jun. 2009, pp. 1–4. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5290510>
 - [53] G. L. Fudge, M. a. Chivers, S. Ravindran, R. E. Bland, and P. E. Pace, "A reconfigurable direct RF receiver architecture," *2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 2621–2624, May 2008. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4541994>
 - [54] Z. Wang, A. T. Erdogan, and T. Arslan, "A SDR Platform for Mobile Wi-Fi/3G UMTS System on a Dynamic Reconfigurable Architecture," in *17th European Signal Processing Conference*, 2009, pp. 2678–2682.
 - [55] G. Xu and J. Yuan, "Comparison of charge sampling and voltage sampling," in *Circuits and Systems, 2000. Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on*,

- vol. 1, 2000, pp. 440–443. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=951678
- [56] J. Yuan, “A charge sampling mixer with embedded filter function for wireless applications,” in *2nd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings*, 2000, pp. 315–318. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=895684>
- [57] G. Xu and J. Yuan, “Charge sampling analogue FIR filter,” *Electronics Letters*, vol. 39, no. 3, p. 261, 2003. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1179437
- [58] S. Karvonen and T. Riley, “A Hilbert sampler/filter and complex bandpass SC filter for I/Q demodulation,” *Solid-State Circuits*, pp. 1–4, 2000. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1471266
- [59] S. Karvonen, T. Riley, and J. Kostamovaara, “A low noise quadrature subsampling mixer,” *ISCAS 2001. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.01CH37196)*, pp. 790–793, 2001. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=922356>
- [60] S. Karvonen, T. A. D. Riley, and J. Kostamovaara, “On the effects of timing jitter in charge sampling,” *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, vol. 1, no. May, pp. I-737–I-740, 2003. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1205669>
- [61] S. Karvonen, T. A. D. Riley, S. Kurtti, and J. Kostamovaara, “A Quadrature Charge-Domain Sampler With Embedded FIR and IIR Filtering Functions,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 2, pp. 507–515, Feb. 2006. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1583814>
- [62] S. Karvonen, “Charge-domain sampling of high-frequency signals with embedded filtering,” Ph.D. dissertation, University of Oulu, 2006. [Online]. Available : <http://herkules.oulu.fi/isbn9514279875/?tulosta=yes>
- [63] L. R. Cenkeramaddi and T. Ytterdal, “Analysis and Design of a 1V Charge Sampling Readout Amplifier in 90nm CMOS for Medical Imaging,” *2007 International Symposium on VLSI Design, Automation and Test (VLSI-DAT)*, pp. 1–4, Apr. 2007. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4239404>
- [64] —, “Clock jitter impact on the performance of general charge sampling amplifiers,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 63, no. 1, pp. 93–100, Aug. 2009. [Online]. Available : <http://www.springerlink.com/index/10.1007/s10470-009-9367-x>
- [65] J. Kim, B. S. Leibowitz, and M. Jeeradit, “Impulse sensitivity function analysis of periodic circuits,” *2008 IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design*, pp. 386–391, Nov. 2008. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4681602>
- [66] A. Gruget, M. Roger, V. T. Nguyen, C. Lelandais-Perrault, P. Benabes, and P. Loumeau, “Wide-band multipath A to D converter for cognitive radio applications,” in *IEEE International Microwave Workshop Series on RF Front-ends for Software Defined*

-
- and Cognitive Radio Solutions (IMWS)*, Feb. 2010, pp. 1–4. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5440996>
- [67] R. E. Best, *Phase-locked Loops : Theory, Design and Applications*. McGraw Hill Higher Education, 1984. [Online]. Available : <http://www.amazon.com/Phase-locked-Loops-Theory-Design-Applications/dp/0070050503>
- [68] P. Ferreira and H. Petit, “WLAN/WiMAX RF front-end reliability analysis,” *Argentine School of Micro-Nanoelectronics Technology and Applications (EAMTA)*, pp. 46–49, 2010. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5606378
- [69] C. Jabbour, V. T. Nguyen, and P. Loumeau, “A Review of CMOS Switch Operation,” *Not published yet*, 2011.
- [70] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, 1st ed. New York, NY, USA : McGraw-Hill, Inc., 2001.
- [71] A. Gruget, M. Roger, V. T. Nguyen, C. Lelandais-Perrault, P. Benabes, and P. Loumeau, “Optimization of bandpass charge sampling filters in hybrid filter banks converters for cognitive radio application,” in *20th European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*. Ieee, 8 2011, pp. 785–788. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=6043842
- [72] M. Looney and S. Reine, “Designing military data-conversion systems involves multiple tradeoffs,” *Defense Electronics*, august 2004.
- [73] T. Petrescu, J. Oksman, and P. Duhamel, “Synthesis of hybrid filter banks by global frequency domain least square solving,” *Proceedings of IEEE International Conference on Circuits and Systems*, pp. 5565–5568, May 2005.
- [74] C. Lelandais-Perrault, “Systèmes de numérisation hautes performances - études des solutions à bancs de filtres hybrides - extension des fonctionnalités,” *Ph.D thesis*, 2006.
- [75] T. G. Petrescu, “Systèmes de numérisation hautes performances - études des solutions à bancs de filtres hybrides - caratérisation et optimisation,” *Ph.D thesis*, 2006.
- [76] D. Asemani, J. Oksman, and P. Duhamel, “Subband architecture for hybrid filter bank a/d converters,” *IEEE Journal on selected Topics in Signal Processing*, vol. 2, no. 2, pp. 191–201, 2008.
-